UNIVERSITÉ DE NANCY FACULTÉ DES SCIENCES

THESES

présentées à la

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE NANCY

pour obtenir le

GRADE DE DOCTEUR - INGÉNIEUR

par

Yves GENET

Ingénieur E. N. S. E. M.

PREMIÈRE THÈSE - **ETUDE ET REALISATION D'UN MULTIPLIEUR ANALOGIQUE UTILISANT DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP**

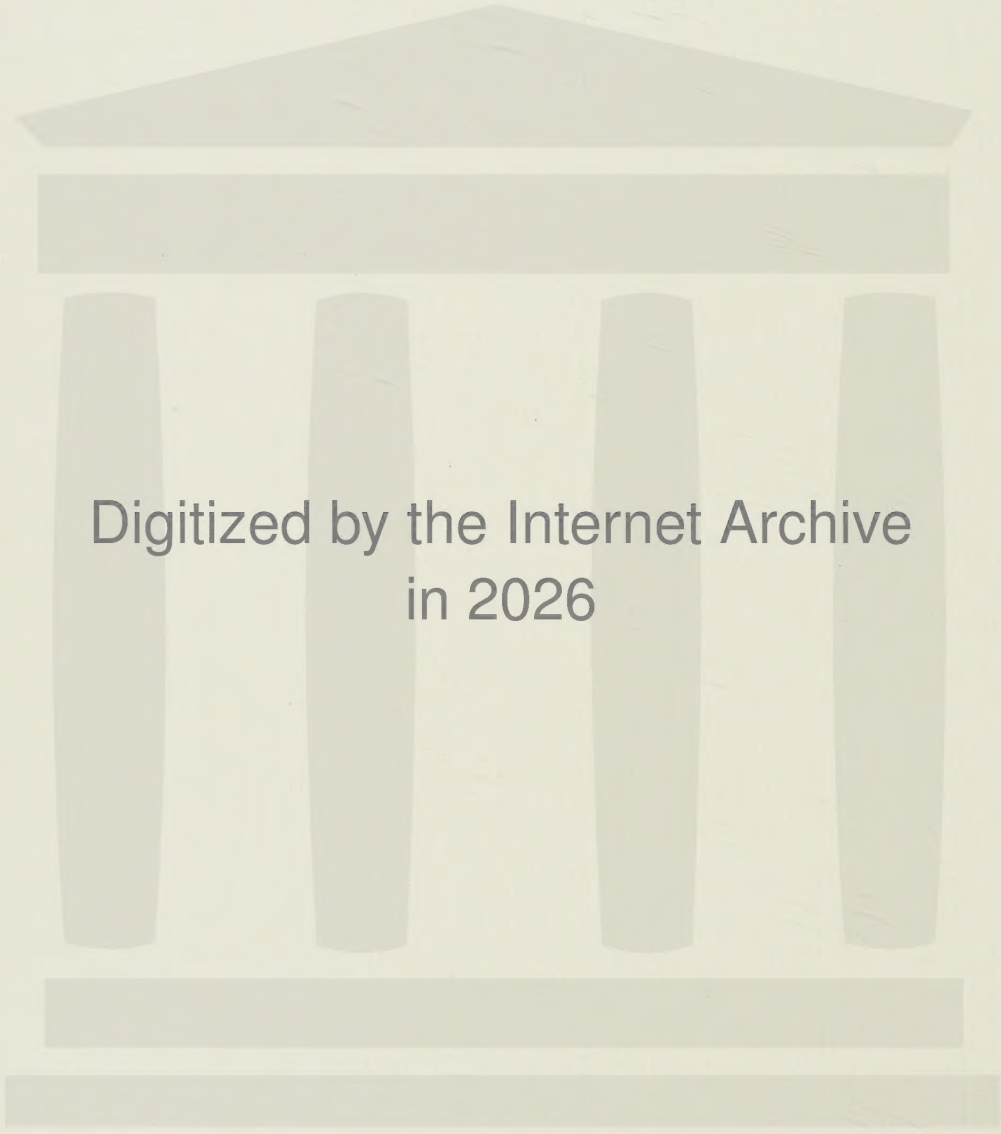
DEUXIÈME THÈSE - **ETUDE COMPARÉE DES CIRCUITS LOGIQUES A FLUIDES ET ELECTRONIQUES**

Soutenues le 18 Décembre 1968, devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président : M. J. GOSSE

Examinateurs : MM. R. GUILLIEN
E. GUDEFIN


Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41555023_0022

OUDART & CLÉMENT
RELIEURS
11, Rue Sainte-Anne, 11
Tél. 52.80.09 -:- NANCY

THESES

présentées à la

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE NANCY

pour obtenir le

GRADE DE DOCTEUR - INGÉNIEUR

par

Yves GENET

Ingénieur E. N. S. E. M.

PREMIÈRE THÈSE - **ETUDE ET REALISATION D'UN MULTIPLIEUR ANALOGIQUE UTILISANT DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP**

DEUXIÈME THÈSE - **ETUDE COMPARÉE DES CIRCUITS LOGIQUES A FLUIDES ET ELECTRONIQUES**

Soutenues le 18 Décembre 1968, devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président : M. J. GOSSE

Examinateurs : MM. R. GUILLIEN
E. GUDEFIN

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

UNIVERSITE DE NANCY - FACULTE DES SCIENCES

Doyen : M. AUBRY

Assesseur : M. GAY

Doyens honoraires : MM. CORNUBERT - DELSARTE - ROUBAULT.

Professeurs honoraires : MM. RAYBAUD - LAFFITTE - LERAY - JULY - LAPORTE - EICHHORN- GODEMENT - DUBREUIL - L.SCHWARTZ - DIEUDONNE - DE MAILLEMANN - LONGCHAMBON - LETORT - DODE - GAUTHIER - GOUDET - OLMER - CORNUBERT - CHAPELLE - GUERIN - WAHL.

Maîtres de conférences honoraires : MM. LIENHART - PIERRET - Mlle MATHIEU.

Professeurs

MM.				
DELSARTE	Analyse supérieure		MANGENOT	Botanique
ROUBAULT	Géologie		GAYET	Physiologie
VEILLET	Biologie animale		HADNI	Physique
BARRIOL	Chimie théorique	*	BASTICK	Chimie
BIZETTE	Physique		DUCHAUFOUR	Pédologie
GUILLIEN	Electronique		GARNIER	Agronomie
LEGRAS	Mécanique rationnelle		NEEL	Chimie Organique Industrielle
BOLFA	Minéralogie		BERNARD	Géologie Appliquée
NICLAUSE	Chimie	*	CHAMPIER	Physique
FAIVRE	Physique appliquée	*	GAY	Chimie Biologique
AUBRY	Chimie minérale		STEPHAN	Zoologie
COPPENS	Radiogéologie	*	CONDE	Zoologie
DUVAL	Chimie	*	WERNER	Botanique
FRUHLING	Physique		EYMARD	Calcul Différentiel & Intégra
HILLY	Géologie		LEVISALLES	Chimie organique
LE GOFF	Génie Chimique	Mme	HERVE	Méthodes Mathématiques
SUHNER	Physique Expérimentale			de la physique
CHAPON	Chimie Biologique		FELDEN	Physique
HEROLD	Chimie Minérale Industrielle	*	GOSSE	Mécanique physique
SCHWARTZ B.	Exploitation Minière	*	DAVOINE	Physique (ENSMIN)
* MALAPRADE	Chimie		HORN	Physique (1° Cycle)
		*	ROCCI	Géologie
		Mme	LUMER	Mathématiques
			N...	Chimie Biologique
			N...	Mécanique appliquée
			N...	Mécanique Rationnelle
			N...	Chimie physique.

* professeur titulaire à titre personnel.

MAITRES de Conférence

Mme BASTICK	Chimie P.C. Epinal
MM. GUDEFIN	Physique
VUILLAUME	Psychophysiologie
FRENTZ	Biologie animale
MARI	Chimie (I.S.I.N.)
AUROUZE	Géologie
DEVIOT	Physique du solide
FLECHON	Physique P.C.
Mle HUET	Mathématiques C.B.G.
VIGNES	Métallurgie
BALESDENT	Thermodynamique chimique appliquée (E.N.S.I.C.)
BLAZY	Minéralogie appliquée (E.N.S.G.)
JANOT	Physique P.C. Epinal
JACQUIN	Pédologie & Chimie agricoles
MAINARD	Physique M.P.
CACHAN	Entomologie appliquée (E.N.S.A.)
MARTIN	Chimie P.C.
PAULMIER	Mécanique Expérimentale
PROTAS	Minéralogie
JOZEFOWICK	Physico-chimie
JURAIN	Géologie C.B.G.
RIVAIL	Chimie appliquée (C.U.C.E.S.)
VILLERMAUX	Génie chimique
METCHE	Biochimie appliquée (brasserie)
PAIR	Mathématiques appliquées
BAUMANN	Physique 1° Cycle
DURAND	Physique
GRANGE	Physique (I.S.I.N.)
DEPAIX	Probabilités & Statistiques

N...	Mécanique des fluides (I.S.I.N.)
N...	Mécanique (I.S.I.N.)
N...	Mathématiques
N...	Mathématique P.C.
N...	Mathématiques C.B.G.
N...	Physiologie animale
N...	Mathématiques M.P.
N...	Exploitation minière (E.N.S.M.I.M.)

Ce travail a été effectué dans le Laboratoire d'Electronique et de Physique du Solide de Monsieur le Professeur R. GUILLIEN, de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Nous remercions Monsieur le Professeur J. GOSSE, Directeur de l'E.N.S.E.M. de nous faire l'honneur de présider notre jury.

Nous exprimons toute notre gratitude à Monsieur le Professeur R. GUILLIEN, Directeur de l'Institut de Génie Biologique et Médical pour les conseils éclairés qu'il nous a prodigués tout au long de nos recherches.

Nous adressons nos plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur E. GUDEFIN d'avoir bien voulu faire partie de notre jury.

Nous dédions ce travail à tous nos camarades du laboratoire et particulièrement à Monsieur HUSSON, Maitre de Conférences, pour son aide éclairée et à Monsieur ROOY pour nos fructueuses discussions.

Parmi le personnel technique, nous remercions particulièrement Monsieur A. GADEL pour sa précieuse collaboration et son aide efficace pour toutes les réalisations qui ont permis de mener à bien ce travail, ainsi que Monsieur J. CAQUEL pour la réalisation des dessins.

La réalisation de ce travail n'a pu être faite que grâce au soutien moral de notre épouse qui nous a aidé de tous ses moyens, qu'elle trouve ici nos remerciements.

TABLE DES MATIERES.

	page
I - DEFINITIONS	6
2 - TRAVAUX ANTERIEURS	6
2,1 - Multiplieur à créneaux	6
2,2 - Multiplieur"quart de carré"	7
2,3 - Multiplieur à effet Hall.	7
2,4 - Multiplieur potentiométrique	8
3 - MULTIPLIEUR UTILISANT DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP	9
3,1 - Caractéristiques d'un transistor à effet de champ	9
3,2 - Réalisation d'un multiplieur	9
3,21 - Multiplieurs à effet de champ utilisant le principe du servo-potentiomètre.	12
3,22 - Multiplieur utilisant un seul transistor à effet de champ	12
3,23 - Position du problème	13
3,3 - Etude de la loi de variation de la résistance drain-source	13
3,4 - Application à un multiplieur	16
3,5 - Utilisation pratique	20
3,6 - Résultats expérimentaux	20
3,7 - Améliorations à rechercher.	24
4 - AMELIORATION DE LA PRECISION STATIQUE DU MULTIPLIEUR	24
4,1 - Equation liant V_{ds}, I_d et V_{gs}	25
4,2 - Utilisation de ces caractéristiques	27
4,3 - Schéma définitif	32
4,4 - Fonctionnement du dispositif. Exemple	34
5 - INFLUENCE DE LA TEMPERATURE	36
5,1 - Caractéristique de grille en fonction de la température	38
5,11 - Méthode de mesure utilisée.	38

page

5,12 - Matériel utilisé 39

5,13 - Résultats 40

5,2 - Interprétation 40

5,3 - Relation entre I_d, V_d, V_e et t 41

5,4 - Effet de la température sur le multiplieur 43

5,41 - Utilisation d'un thermostat 43

5,42 - Compensation en température 44

5,5 - Réalisation de la compensation 45

5,6 - Circuit de compensation utilisé 46

6 - CARACTERISTIQUES STATIQUES DU MULTIPLIEUR. 50

6,1 - Mesure des caractéristiques statiques 51

6,2 - Interprétation 51

6,21 - Température de 27°C. 60

6,22 - Température de 50°C. 61

6,23 - Température de 70°C. 61

6,3 - Conclusion 61

7 - CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES DU MULTIPLIEUR 62

7,1 - Réponse en fréquence des transistors à effet de champ 62

7,2 - Réponse en fréquence des amplificateurs opérationnels 63

7,21 - Cas du montage inverseur 64

7,22 - Cas du montage différentiel 65

7,3 - Limitation d'amplitude des amplificateurs opérationnels 66

7,4 - Réponse en fréquence du multiplieur 69

7,41 - En signaux carrés 69

7,42 - En signaux sinusoïdaux 70

7,421 - Etude du multiplieur en tant qu'atténuateur 70

7,422 - Etude du multiplieur en tant que modulateur 72

7,5 - Conclusion 74

8 - APPLICATION DU MULTIPLIEUR EN CALCUL ANALOGIQUE ET REGULATION 75

8,1 - Elévation au carré et aux puissances successives 76

8,2 - Réalisation de fonctions diverses 79

8,3 - Réalisations pratiques 80

page

9 - CARACTERISTIQUES EXTERNES DU MULTIPLIEUR 80

9,1 - Impédance d'entrée 80

9,11 - Impédance d'entrée sur V(qui est proportionnel à la tension drain) 82

9,12 - Impédance d'entrée sur U(qui est proportionnel à la tension grille) 82

9,2 - Impédance de sortie 84

9,3 - Alimentation en courant continu. 85

9,4 - Bruit 86

9,5 - Fiabilité 86

10 - APPLICATIONS DIVERSES 88

10,1 - Calcul analogique 88

10,2 - Alimentation stabilisée 88

10,3 - Mesure de puissance 90

10,4 - Mesure de phase 91

11 - CONCLUSION 92

12 - ANNEXE 94

12,1 - Schéma 94

12,2 - Réglages 94

12,3 - Réalisation pratique 95

12,4 - Réalisation possible 95

BIBLIOGRAPHIE 97

PRELIMINAIRE

Vu la complexité des montages et des schémas électroniques, il ne nous a pas été possible d'utiliser dans l'ensemble de cette thèse une notation unique pour chaque élément . Nous prions les membres du jury ainsi que nos lecteurs de bien vouloir nous en excuser.

Notations utilisées.

A désigne une constante propre au transistor à effet de champ.

B désigne une constante propre au transistor à effet de champ.

e_+ désigne l'entrée "non inverseur" d'un amplificateur opérationnel.

e_- désigne l'entrée "inverseur" d'un amplificateur opérationnel.
Par extension la tension appliquée à cette entrée.

f désigne une fonction quelconque et non déterminée.

G ou G_d désigne le gain différentiel d'un amplificateur opérationnel.

G_c désigne le gain en mode commun d'un amplificateur opérationnel.

G_n désigne un amplificateur opérationnel dans un montage.

G_t désigne le gain d'un montage.

I désigne un courant.

k, K sont des constantes quelconques.

P désigne un potentiomètre.

R désigne une résistance.

RRMC est le Rapport de Rejection en Mode Commun.

TO5 désigne le Boitier standard d'un transistor (Norme Jedec).

t désigne la température centigrade.

U désigne l'une des entrées du multiplieur, particulièrement celle qui agit sur la grille du transistor à effet de champ.

V désigne l'autre entrée du multiplieur, celle qui agit sur le drain du transistor à effet de champ.

Par extension U et V représentent les tensions appliquées à ces entrées.

V_{ds} est la tension drain-source d'un transistor à effet de champ.

V_{gs} est la tension grille-source d'un transistor à effet de champ.

W est la sortie du multiplieur, par extension, la tension qui existe sur cette sortie.

α, β sont des coefficients de température.

ε est l'erreur de zéro ramenée à l'entrée d'un amplificateur opérationnel.

λ est le pourcentage de défaillance par heure.

[8] Notation d'une équation.

(8) Référence bibliographique.

L'objet de ce travail est la réalisation d'un générateur de fonction analogique qui effectue le produit algébrique de deux variables. Les noms usuels de cet appareil sont "Multiplicateur" et "Multiplieur" c'est par ce dernier terme que nous le désignerons.

I - DEFINITION

Un multiplieur est un dispositif qui donne une tension W proportionnelle, à tout instant, au produit de deux variables d'entrée U et V pour un certain domaine de tension.

Les amplificateurs opérationnels et les calculatrices analogiques travaillent actuellement avec une tension comprise entre plus et moins dix Volts, aussi il nous a semblé préférable d'adopter ces valeurs pour les tensions maximales admises sur les entrées et sur la sortie du mulitplieur étudié.

La relation entre U, V et W est donc :

$$W = k.U.V. \quad \text{avec } k = -\frac{1}{10}$$

2 - TRAVAUX ANTERIEURS

Un grand nombre de procédés ont été utilisés pour réaliser des multiplieurs analogiques. Bornons-nous à rappeler le principe des plus utilisés actuellement.

2,1 - Multiplieur à créneaux.

Un générateur de fréquence F délivre des impulsions rectangulaires de hauteur h et de largeur d (figure 1).

La valeur moyenne de ce signal est

$$W = \frac{\int_0^T f(t)\,dt}{T} = F\,h\,d.$$

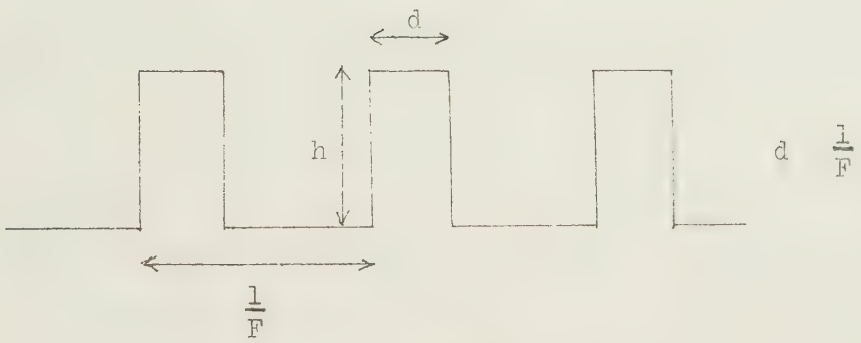


figure 1

Si la fréquence F est constante, W est proportionnel au produit de h par d Si la hauteur des impulsions est proportionnelle à une grandeur U et leur largeur à une grandeur V, la tension W est proportionnelle au produit de U par V.

La précision de ce dispositif est limitée par le nombre d'échantillons considéré par unité de temps. La fréquence maximum des variables U ou V doit rester inférieur à F/100 pour une erreur inférieure à 2 % (1) (2) .

2,2-Multiplieur "Quart de carré" ou "parabolique".

Ce type de multiplieur utilise les propriétés de la relation

$$UV = \frac{1}{4}\left[(U+V)^2 - (U-V)^2\right]$$

il est possible de réaliser les fonctions $(U+V)^2$ et $(U-V)^2$ en utilisant un générateur de fonction. La solution généralement adoptée est celle du générateur à diodes qui substitue à une parabole une suite de segments de droite suffisamment petits. Avec une dizaine de diodes la précision est meilleure que $5\ 10^{-3}$.

La fréquence maximum pour U ou V peut atteindre 500 KH_z avec une erreur inférieure à 10^{-2}

2,3 - Multiplieur à effet Hall.

Ce multiplieur utilise la relation qui existe entre le courant I qui traverse un conducteur, le champ magnétique B qui lui est appliqué et la tension e qui apparaît aux bornes du conducteur, perpendiculairement au sens

du courant. Les meilleurs résultats sont obtenus avec des rubans semi-conducteurs.

$e = k B I$

k est la constante de HALL du matériau considéré.

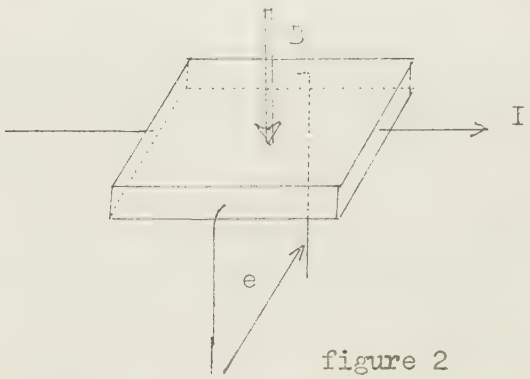


figure 2

la précision statique est de $\pm$ 1 %. Par contre la fréquence maximum est limitée à 6 KHz pour le champ magnétique B en raison des difficultés que l'on rencontre pour réaliser un champ magnétique proportionnel à une tension rapidement variable. Cette limitation n'existe pas pour le courant I.

Le gros intérêt de ce dispositif réside dans la parfaite séparation électrique qui existe entre les deux variables d'entrées (3) (4) (19) (20) (21)

2,4 - Multiplieur Potentiométrique.

Le montage de la figure 3 permet d'écrire

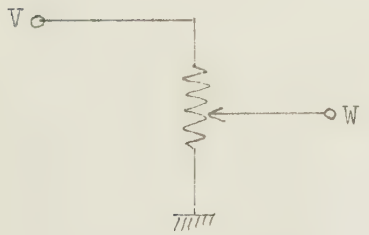


figure 3

$W = k V$ avec $0 \leqslant k \leqslant 1$

k représente l'affichage du potentiomètre : si $k = 0$ le curseur est relié à la masse, si $k = 1$ le curseur est relié à l'entrée V.

Si le coefficient k est proportionnel à une tension variable U extérieure, on aura :

$W = kV = k'UV$ où k'est une autre constante

La solution la plus simple cinsiste à utiliser un servopotentiomètre formé de deux potentiomètres jumelés sur le même axe. Ces deux potentiomètres doivent avoir la même loi de variation. L'un des potentiomètres sert à repérer par un procédé quelconque, la valeur du coefficient k. Si celui-ci n'a pas la valeur désirée, le moteur entraîne les deux potentiomètres jusqu'à une position d'équilibre. (Asservissement de Positions). Le deuxième potentiomètre réalise alors la multiplication.

Ce dispositif a une excellente précision statique mais une bande passante très faible (quelques hertz). (2)

Les potentiomètres jumelés ont été remplacés par des éléments plus rapides, photorésistances, magnétorésistances (5) ou transistors à effet de champ (6)

3 - MULTIPLIEUR UTILISANT DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP.

3,1 - Caractéristiques d'un transistor à effet de champ.

L'observation des caractéristiques de drain courant Tension a tensions grille source constante montre que : (figure 4)

- dans la partie où la tension V_{ds} est positive. Les caractéristiques rappellent celles d'une pentode.
- dans la partie où la tension V_{ds} est négative les caractéristiques rappellent celles d'une triode.

Au voisinage de l'origine (Région I dite "ohmique"), toutes les courbes sont distinctes et passent toutes par l'origine, il n'y a pas de tension d'offset (la tension d'offset est la tension qui existe entre deux points lorsque le courant est nul).

Ce phénomène est mis en évidence sur la figure 5 qui montre un agrandissement de la figure 4 au voisinage de l'origine. Pour des tension faibles, (inférieures à 0,4 Volt) l'espace drain-source d'un transistor à effet de champ peut être considéré comme une résistance pure variable sous l'effet de la tension de commande V_{gs}.

$$\rho = \frac{V_{ds}}{I_{ds}} = f(V_{gs}) \qquad [1]$$

3,2 - Réalisation d'un multiplieur.

Cette propriété des transistors à effet de champ a été mise à profit pour réaliser des multiplieurs analogiques. Citons quelques réalisations.

$I_{ds} = f(V_{ds})$

$V_{gs} = c^t$

t.amb. 40°c

transistor 2N 3921 canal N

Resistance de grille 100 KΩ

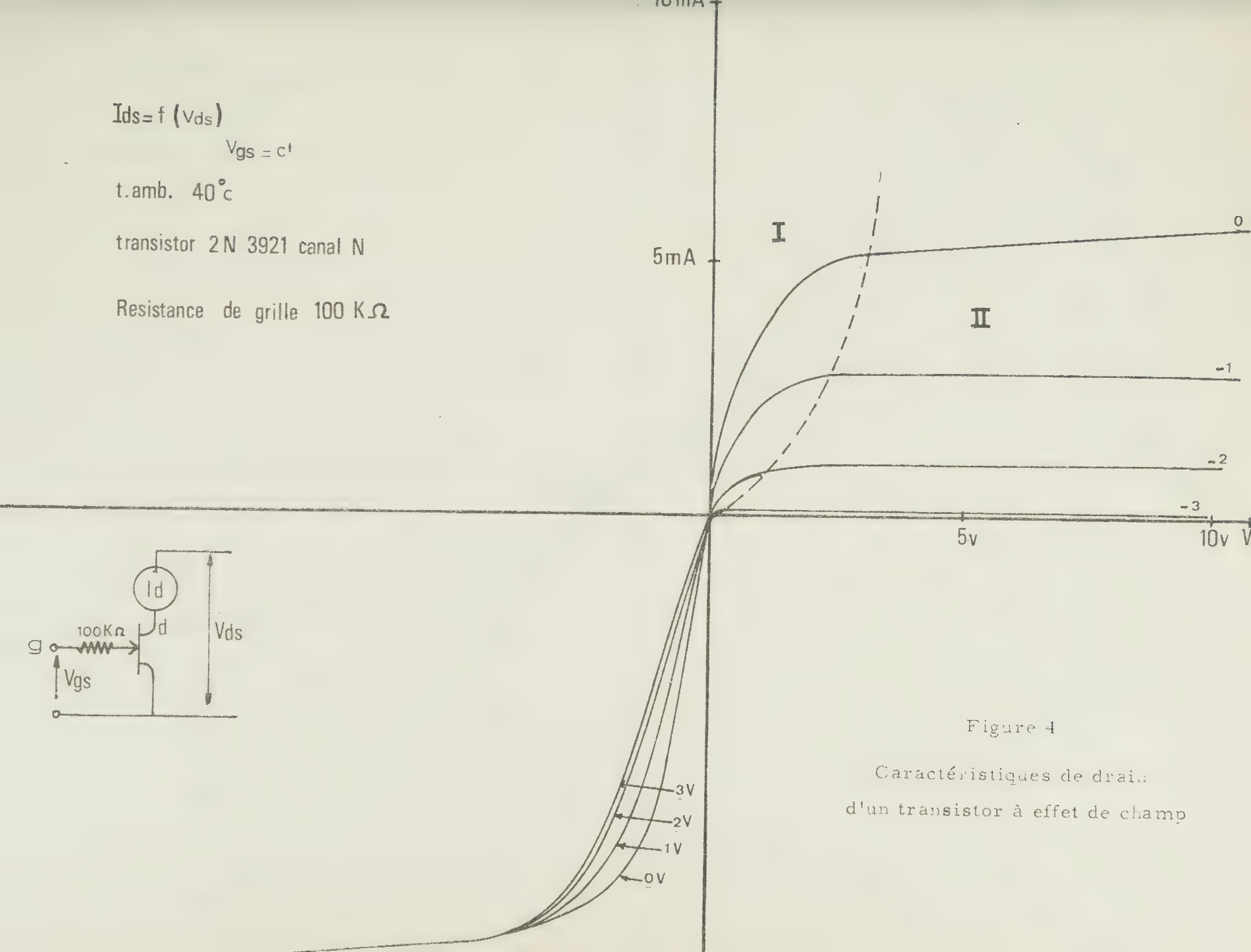


Figure 4

Caractéristiques de drain
d'un transistor à effet de champ

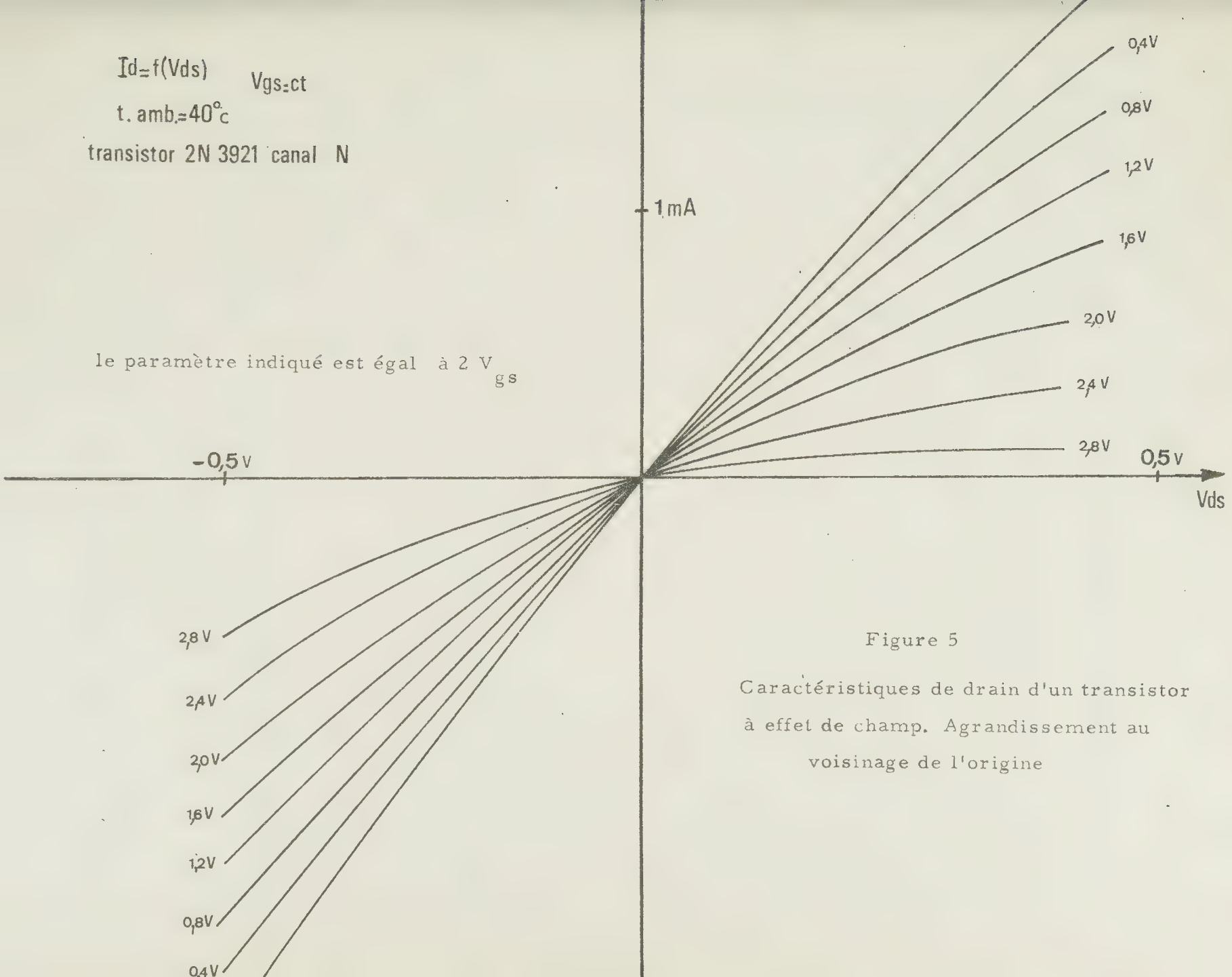


Figure 5

Caractéristiques de drain d'un transistor à effet de champ. Agrandissement au voisinage de l'origine

3,21 - Multiplieur à effet de champ utilisant le principe du Servopotentiomètre.

On suppose que deux transistors à effet de champ suivent la même loi de variation [I] de la résistance drain-source en fonction de la tension grille source. Une réalisation de ce type (6) (10) a été faite en circuit intégré. L'inconvénient de ce montage provient de la difficulté de trouver deux éléments identiques. D'autre part les transistors à effet de champ fonctionnent comme des rhéostats et non comme des potentiomètres, l'une des entrées du multiplieur ne peut admettre que des tensions d'une seule polarité (Multiplieur à deux quadrants).

Une autre réalisation (12) basée sur le même principe, utilise un seul transistor à effet de champ qui est commuté par un système de chopper électronique à une fréquence de 1 KHz. La précision statique est de 0,1 %, par contre la bande passante est très réduite. Le temps de réponse est au moins de 30m s pour une erreur inférieure à 1 %.

3,22 - Multiplieur utilisant un seul transistor à effet de champ.

On suppose que la loi de variation [I] est une relation linéaire dans un petit domaine de variation de la tension grille source V_g (Voir sur la figure 6 la validité de cette hypothèse). Cette résistance variable est introduite dans un pont de Wheatstone alimenté par une des grandeurs à multiplier, l'autre grandeur étant appliquée en V_g. La tension de déséquilibre du pont sera alors proportionnelle au produit (13) .

Un second transistor à effet de champ est utilisé dans le pont pour conserver la symétrie du montage.

D'autres systèmes de multiplieur ont été envisagés (14) en introduisant la résistance drain-source du transistor à effet de champ dans un divisuer résistif, la relation est alors

$$W = k\,U\left(1 + \frac{V}{V_0}\right)$$

- k est une constante
- V_0 est une constante
- U est la tension appliquée au diviseur
- V la tension grille source

Nous n'avons pas la prétention d'avoir cité tous les multiplieurs utilisant des transistors à effet de champ, particulièrement ceux qui utilisent les relations paraboliques qui existent dans les caractéristiques de grille (15).

3,23 - Position du problème.

La difficulté est donc de trouver :

- soit deux éléments dont la résistance varie en suivant la même loi sous l'effet d'une tension de commande.

- soit un élément dont la résistance varie en suivant une loi connue en fonction d'une tension de commande.

C'est dans cette seconde voie que nous avons poussé nos recherches.

3,3 - Etude de la la de variation de la résistance drain-source.

Les courbes de la figure 6 représentent les variations du rapport $\frac{V_{ds}}{I_{ds}}$ lorsque la tension V_{gs} varie, le courant drain étant un paramètre. Deux remarques s'imposent :

- la Résistance drain-source $\rho = \frac{V_{ds}}{I_{ds}}$ n'est pas tout à fait indépendante du courant qui la traverse surtout pour les valeurs de la tension V_{gs} inférieures à -0,5 volt pour notre échantillon.

- la loi de variation $\rho = g(V_{gs})$ ressemble à une courbe exponentielle (10) (11).

Ceci nous amène à tracer le réseau de courbes.

$$\frac{1}{\rho} = \frac{I_{ds}}{V_{gs}} = f(V_{gs})_{V_{ds} = \text{constante}}$$

Il est préférable de tracer alors le réseau

$$I_{ds} = V_{ds} \times f(V_{gs})_{V_{ds} = \text{constante}}$$

qui n'est autre que le réseau de caractéristiques de grille du transistor à effet de champ, pour des tensions V_{ds} comprises entre plus et moins 0,4 Volts (figure 7)

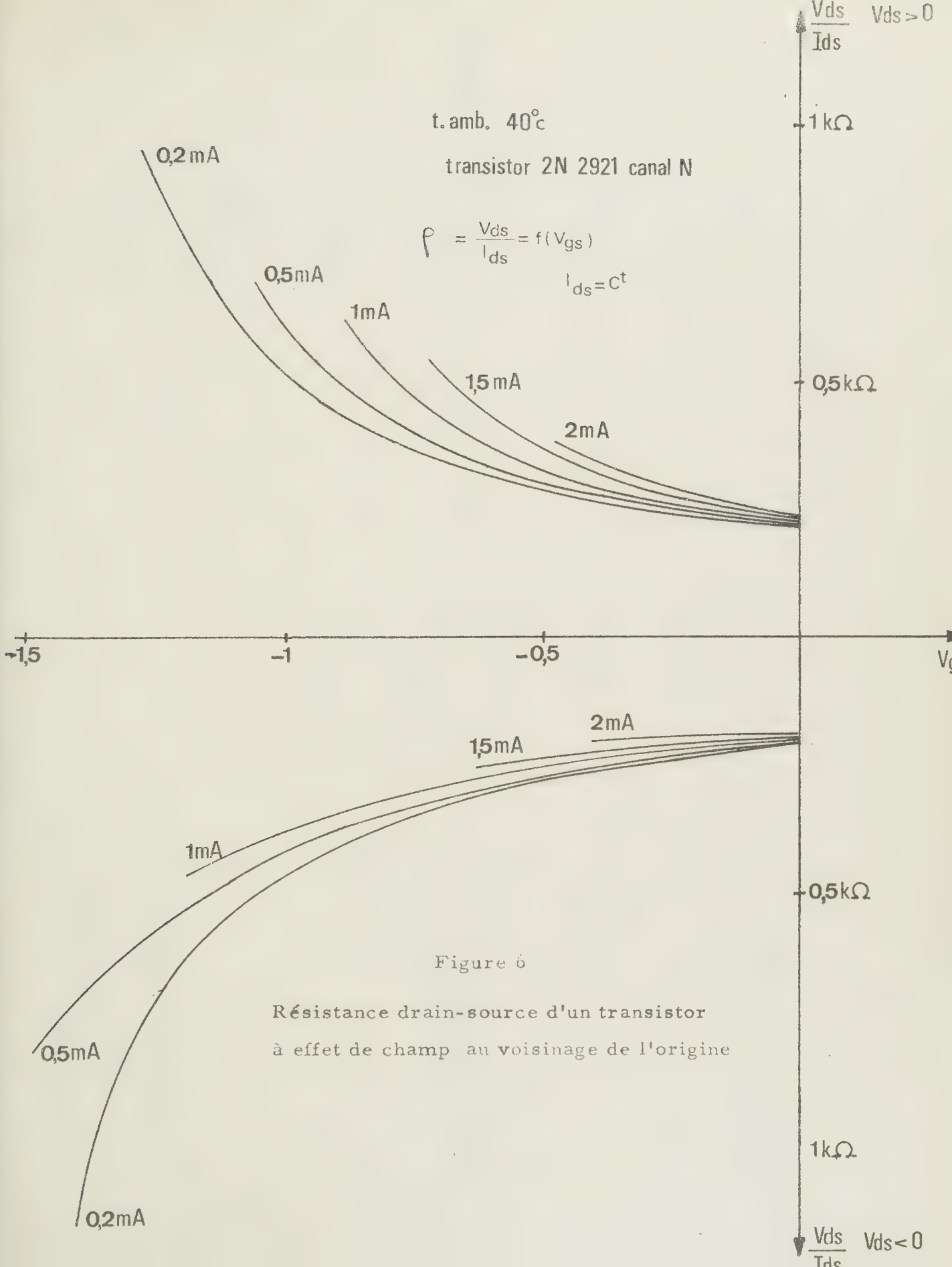


Figure 6

Résistance drain-source d'un transistor
à effet de champ au voisinage de l'origine

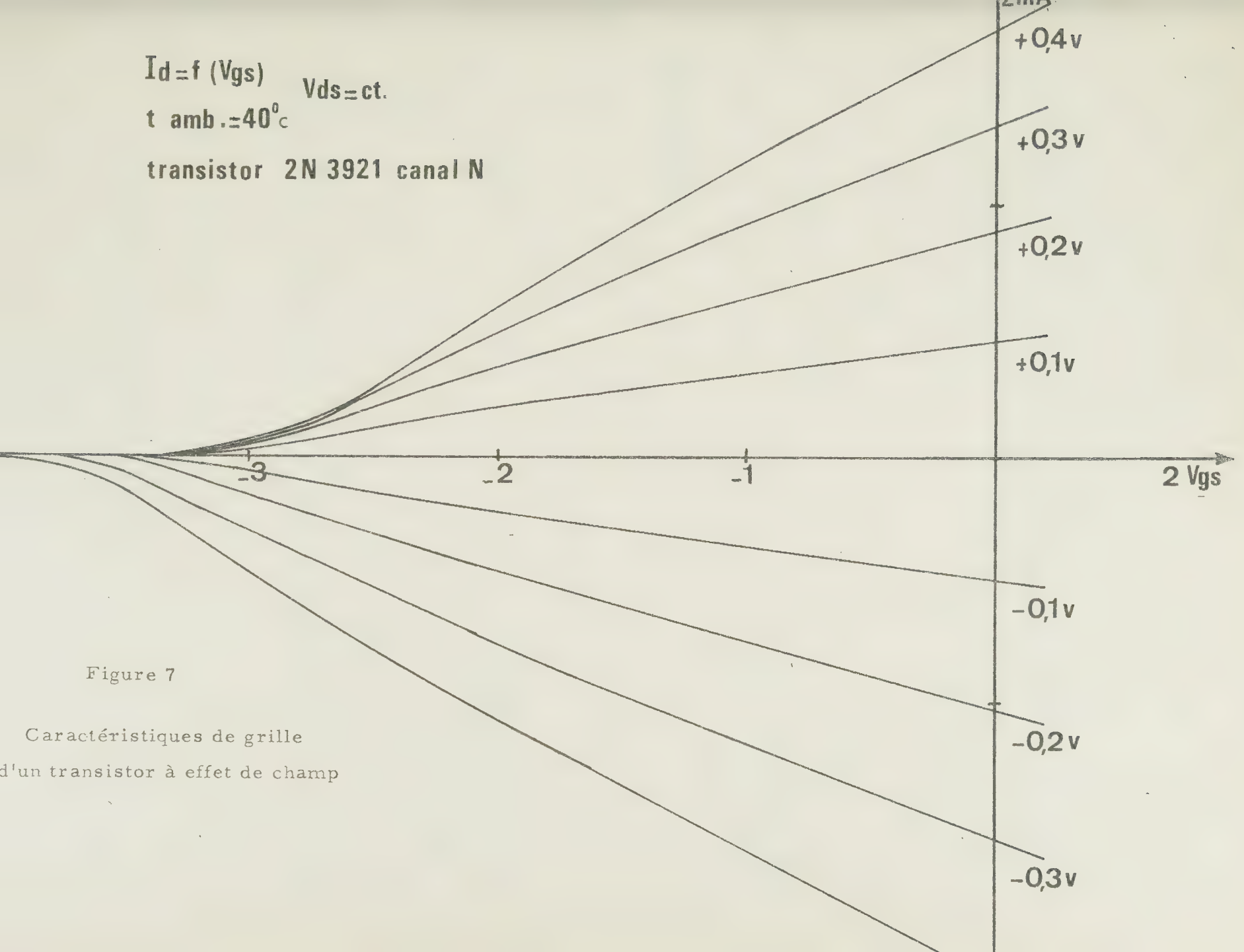


Figure 7

Caractéristiques de grille
d'un transistor à effet de champ

Nous voyons que dans un certain domaine (pour une tension V_{gs} comprise entre - 1 Volt et 0 Volt) nous obtenons un faisceau de droites passant par un point fixe situé sur l'axe des tensions V_{gs}.

On peut donc écrire :

$$I_{ds} = V_{ds}(A\ V_{gs} + B)$$

ou encore $$\frac{1}{\rho} = \frac{I_{ds}}{V_{ds}} = A\ V_{gs} + B \qquad [2]$$

A et B sont des constantes.

A représente la variation de la conductance par volt et s'exprime en mho/volt

B représente la conductance lorsque la tension V_{gs} est nulle et s'exprime en mho.

valeur numérique

Pour un transistor à effet de champ 2 N 3921 Caral N.

$A = 2{,}3\ 10^{-3}$ mho/Volt

$B = 4{,}5\ 10^{-3}$ mho soit $\frac{1}{B} = 220\ \Omega$

L'observation des caractéristiques de grille d'un transistor à effet de champ (opération rapidement réalisée sur un traceur de caractéristiques) pour des tensions drain-source positives E T négatives permet de se rendre compte rapidement si un transistor est apte ou non à servir pour réaliser un multiplieur. L'important, comme nous le verrons au paragraphe 4,1, est que ces caractéristiques soient des droites ; la dissymétrie observée pour les tensions drain-source positives et négatives, étant corrigée par la suite. A notre connaissance, cette représentation graphique est originale et n'a pas encore été utilisée.

3,4 - Application à un multiplieur.

Considérons le montage de la figure 8.

Soit un amplificateur opérationnel de gain G positif et très grand (supérieur à 30.000) et dont les impédances d'entrée sont supposées infinies. (17)

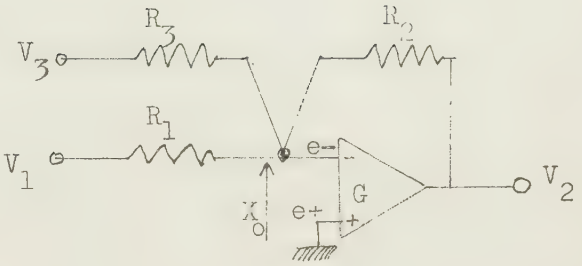


Figure 8

figure 8

On appelle V_2 sa tension de sortie, e_+ et e_- ses tensions d'entrée.

L'amplificateur est bouclé par une résistance R_2. Deux tensions V_1 et V_3 sont appliquées à l'entrée "moins" par l'intermédiaire de résistances R_1 et R_3

Nous pouvons écrire

$$X_0 = e_-$$

$$0 = e_+$$

$$V_2 = G(e_+ - e_-)$$

$$\frac{V_1 - X_0}{R_1} + \frac{V_3 - X_0}{R_3} + \frac{V_2 - X_0}{V_2} = 0$$ la somme des courants en e- est nulle

$$V_2 = - G X_0$$

d'où

$$V_2\left(\frac{1}{G} + \frac{R_3 R_1}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}\right) = - \frac{V_3 R_1 R_2 + V_1 R_1 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}$$

Si le gain G est très grand devant $\frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}{R_3 R_1}$

Ce qui est le cas général dans la pratique,

$$V_2 = - \frac{V_1 R_2}{R_1} - \frac{V_3 R_2}{R_3} \qquad [3]$$

Remplaçons R_1 par l'espace drain-source d'un transistor à effet de champ (figure 9).

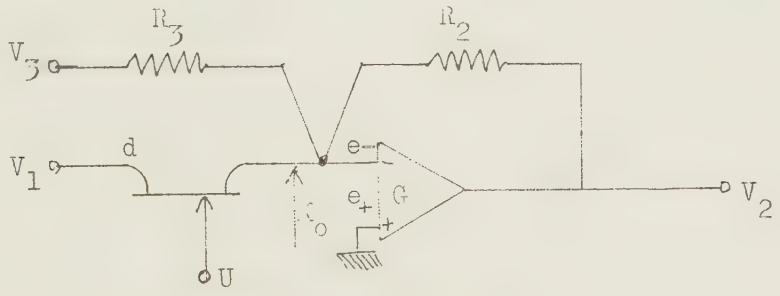


Figure 9.

Il vient

$$I_{ds} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = 0 \qquad \text{avec } I_{ds} = V_{ds}(AV_{gs} + B)$$

$$V_2 = -V_1 R_2 \left[A (U - X_0) + B\right] - \frac{V_3 R_2}{R_3}$$

Or X_0 est négligeable devant U car $X_0 = -\frac{V_2}{G} \simeq 0$

Valeurs numériques

$$-10 \text{ Volt} \leqslant V_2 \leqslant +10 \text{ Volt} \qquad 15.000 < G < 50.000 \qquad U \simeq 0{,}1 \text{ Volt}$$

donc $X_0 \leqslant \frac{10}{15.000} \simeq 0{,}6$ mV.

Ce qui amène à $V_2 = -AR_2 V_1 U - \left[\frac{V_3 R_2}{R_3} + V_1 R_2 B\right]$ [4]

Pour obtenir une tension V_2 proportionnelle au produit de deux tensions il faut faire disparaître le terme entre crochets de [4]. Dans ce but on peut alimenter le drain du transistor à effet de champ par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel inverseur qui donne : $V_1 = -k V_3$ avec $0 \leqslant k \leqslant 1$.

Donc en ajustant R_3 il est possible de rendre le terme $\left[V_3 \frac{R_2}{R_3} - kV_3 R_2 B\right]$ de l'expression [4] égal à zéro.

d'où $V_2 = k A R_2 V_3 U$ [5]

Le schéma définitif est alors le suivant (figure 10)

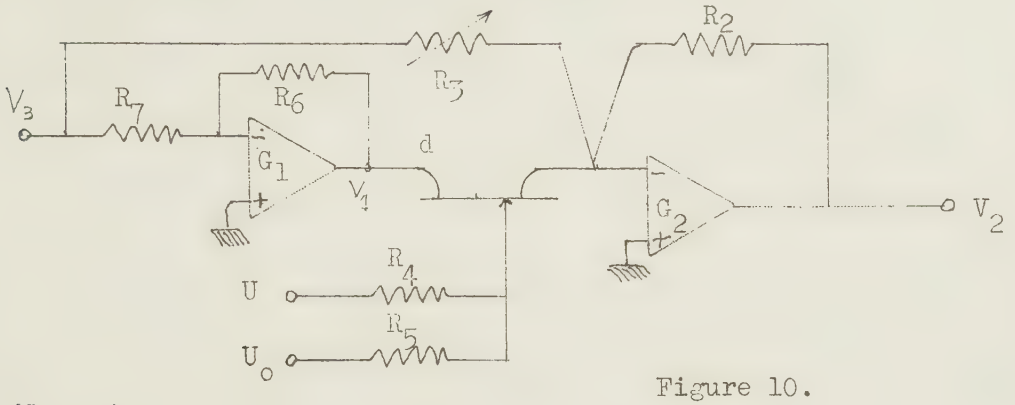


Figure 10.

il montre que :

$$V_1 = -V_3 \frac{R_6}{R_7} \quad \text{avec} \quad \frac{R_6}{R_7} = k$$

L'amplificateur opérationnel G_1 effectue l'inversion de signe nécessaire, et fournit la tension V_1 avec une résistance interne très faible de l'ordre de 10^{-2} ohm. D'autre part il atténue V_3 en ramenant son intervalle de variation de [10 Volts, - 10 Volts] à [0,4 Volt, - 0,4 Volt] de façon à ce que le transistor à effet de champ fonctionne toujours en dessous de sa tension de pincement.

Nous avons ajouté un dispositif formé par les résistances R_4 R_5 et la source de tension U_0 afin de polariser le transistor à effet de champ dans une zone de fonctionnement correcte. On a alors

$$V_{gs} = \frac{U_0 R_4 + U R_5}{R_4 + R_5}$$

Ce qui modifie légèrement le coefficient de multiplication de la relation [5] .

La résistance R_3 permet de régler la symétrie du multiplieur. C'est-à-dire que, si la tension U est nulle, la valeur de la résistance R_3 doit être telle que la tension V_2 soit nulle quelque soit V_3.

L'atténuation apportée par R_4 et R_5 permet d'ajuster les variations de U [- 10 Volts, 10 Volts] aux variations admissibles sur la grille du

transistor à effet de champ [0 à - 1 Volt] .

En ajustant R_2 nous aurons donc

$$V_2 = \frac{1}{10} V_3 U \qquad [6]$$

3,5 - Utilisation pratique

Ce multiplieur de réalisation assez simple permet de faire toutes les multiplications analogiques. Citons en particulier l'élévation au carré d'un sinus qui permet d'engendrer un signal de fréquence double du signal initial, sans circuit accordé.

$$V_3 = A \sin \omega t$$

$$U = A \sin \omega t$$

$$V_2 = \frac{A^2}{10} \sin^2 \omega t = \frac{A^2}{10} \cdot \frac{1 - \cos 2\omega t}{2}$$

les deux signaux U et V_2 ont leurs fréquences dans le rapport deux.

Notons que ce rapport est indépendant de la fréquence (il n'y a pas de circuits accordés, ni de filtres) et que le passage d'un des signaux à la valeur zéro entraîne le passage de l'autre signal à la valeur zéro.

3,6 - Résultats expérimentaux.

L'équation [6] étant fonction de deux variables, il est nécessaire de tracer les deux réseaux de courbes

$$V_2 = f(U)_{V_3 = \text{Constante}} \qquad \text{(figure 11)}$$

$$V_3 = f(V_3)_{U = \text{Constante}} \qquad \text{(figure 12)}$$

qui représentent le "triangle de modulation". Sur la figure 11 à tension drain-source constante, on peut observer la non linéarité de la commande par la grille du transistor à effet de champ dès que la valeur absolue de la tension U

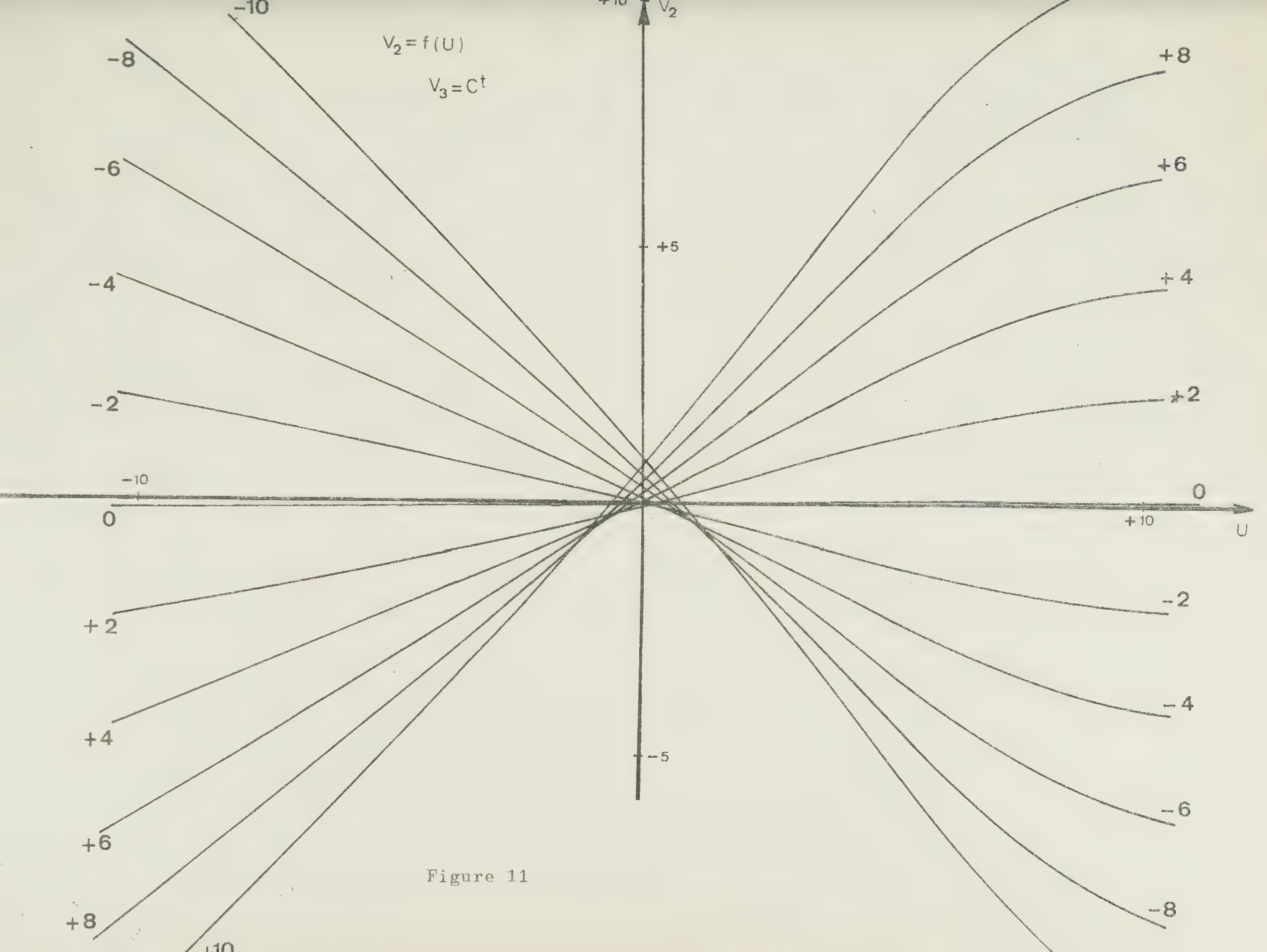


Figure 11

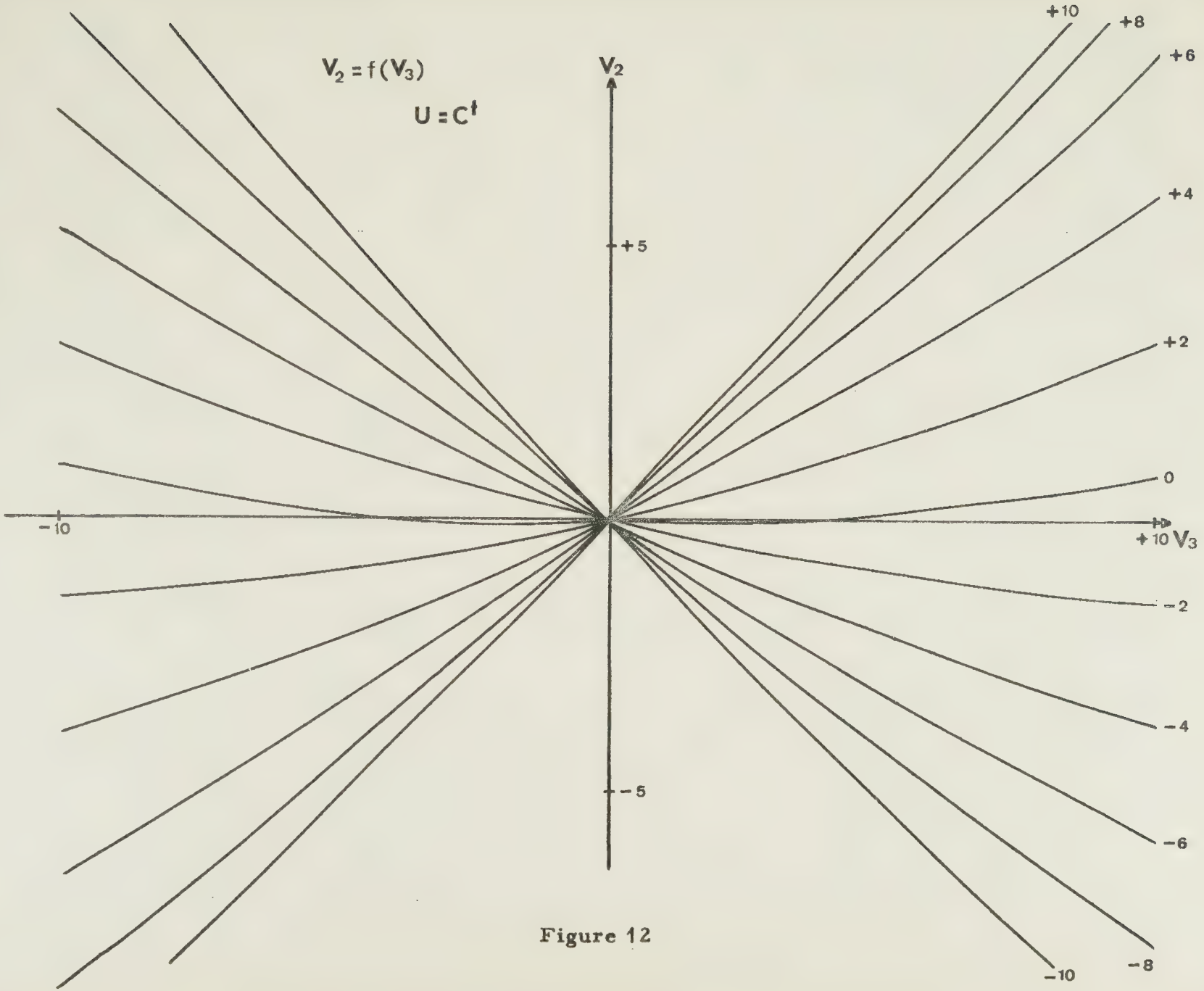


Figure 12

dépasse 7 Volts. D'autre part pour une tension U constante, la tension de sortie V_2 n'est pas indépendante de V_3 , ce qui revient à dire que le réglage de R_3 de la figure 10 dépend de l'amplitude de V_3. Ce défaut provient de la non-linéarité des caractéristiques de drain du transistor à effet de champ (voir figure 5). Notons cependant que si la tension d'entrée V_3 est nulle la tension de Sortie V_2 est théoriquement nulle quel que soit U. Ceci est toujours valable pour les multiplieurs plus élaborés et quelle que soit la température. En effet, si la tension V_3 est nulle, la tension drain-source V_1 du transistor à effet de champ est égale à : (figure 13).

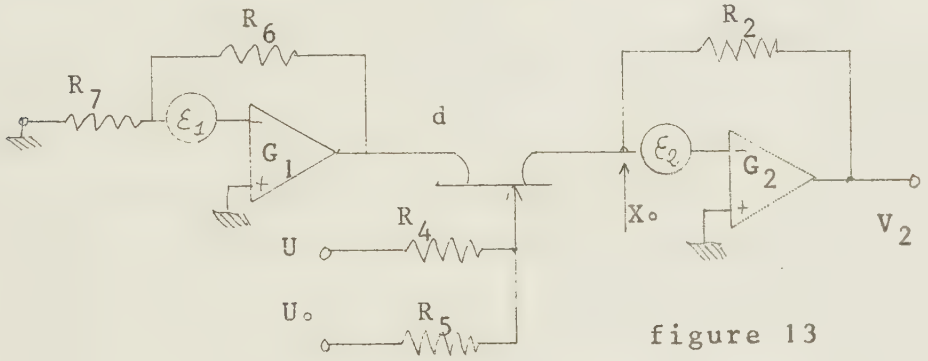


figure 13

$$V_1 = \frac{\varepsilon_1 (R_6 + R_7)}{R_7}$$

où ε_1 représente l'erreur de zéro ramenée à l'entrée de l'amplificateur opérationnel G_1. Cette erreur peut se représenter par un générateur de tension ε_1 en série avec une des entrées de l'amplificateur, de même pour ε_2.

$$X_o = \varepsilon_2$$

$$V_2 = \varepsilon_2 - \frac{\frac{\varepsilon_1 (R_6 + R_7)}{R_7} - \varepsilon_2}{\rho} R_2 \qquad [7]$$

où ρ est la résistance de l'espace drain-source du transistor à effet de champ.

Le rapport $\frac{R_6}{R_7}$ est de l'ordre de 4/100 étant donné l'affaiblissement imposé, R_6 est petit devant R_7 .

donc

$$V_2 = \mathcal{E}_2 - \frac{\mathcal{E}_1 - \mathcal{E}_2}{\rho} R_2$$

le rapport $\frac{R_2}{\rho}$ est de l'ordre de $\frac{10^4}{510^2} \simeq 20$.

les amplificateurs opérationnels intégrés G_1 et G_2 étant de fabication identique et provenant de la même pastille de silicium, les erreurs de zéro $\mathcal{E}_1$ et $\mathcal{E}_2$, indépendantes en toute rigueur, montrent une variation similaire s'il se produit des changements de tensions d'alimentation, des chocs thermiques, etc... La valeur de $\mathcal{E}_1 - \mathcal{E}_2$ sera donc toujours faible.

Les caractéristiques du constructeur des Amplificateurs opérationnels type 809CE donne pour la dérivé thermique $\frac{\Delta \varepsilon_1}{\Delta t} \simeq 5$ μ Volt/degré (valeur typique).

Lorsque la tension V_3 est nulle, les variations de V_2 sont donc toujours suffisamment petites pour être négligées, à condition que la valeur de $\mathcal{E}_1 - \mathcal{E}_2$ ait été annulée pour une température donnée (Réglage du zéro des amplificateurs opérationnels lors de la mise au point).

3,7 - Amélioration à rechercher.

Les résultats obtenus permettent d'envisager la réalisation d'un multiplieur de précision et de stabilité plus grande, deux points particuliers sont à étudier : la précision statique et la tenue en température du dispositif.

4 - AMELIORATION DE LA PRECISION STATIQUE DU MULTIPLIEUR

La précision statique du dispositif est limitée par la non-linéarité du réseau de courbes de la figure 7 qui représente les caractéristiques de grille d'un transistor à effet de champ. Une solution simple pour augmenter la linéarité consiste à n'utiliser qu'une portion de courbe la plus petite possible.

Mais cette méthode impose un faible taux de contre réaction pour les amplificateurs opérationnels, ce qui rend plus délicat leur fonctionnement, Une autre solution consiste à améliorer la linéarité du réseau de courbes de la figure 7.

4,1 - Equation liant V_{ds} I_d et V_{gs}

Des études théoriques ont conduit BORKAN (7) (8) à donner une relation entre V_{ds} I_d et V_{gs} pour des valeurs de V_{ds} inférieures à la tension de pincement, c'est-à-dire se trouvant dans la partie ohmique (Région I de la figure 4).

$$I_d = K \left[(V_{gs} - V_b)^2 - (V_{gs} - V_b - k V_{ds})^2 \right] \qquad [8]$$

où K et k sont des constantes, k est voisin de 1
V_b est la tension de pincement.

La validité théorique de cette relation cesse lorsque les caractéristiques de drain atteignent leur palier $\frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} = 0$.

Expérimentalement cette équation est aussi valable pour des tensions V_{ds} négatives mais la limite de validité est difficile à définir.

En développant

$$I_d = K \left[V_{gs} - V_b + V_{gs} - V_b - kV_{ds} \right] \left[V_{gs} - V_b - V_{gs} + V_b + kV_{ds} \right]$$

$$I_d = K k \left[2 V_{gs} - 2 V_b - k V_{ds} \right] V_{ds}$$

- Dans le cas où, dans le crochet, V_{ds} est négligeable

$$\frac{I_d}{V_{ds}} = \frac{1}{\rho} = 2 K k \left[V_{gs} - V_b \right]$$

Ce résultat conduit à l'étude précédente où $\left| V_{ds} \right| < 0,4$ Volt.

- Dans le cas où la tension V_{ds} n'est plus négligée

$$\frac{I_d}{V_{ds}} = \frac{1}{\rho} = K\,k\left[2\,V_{gs} - 2\,V_b - k\,V_{ds}\right]$$

Posons : $2\,V_{gs} - k\,V_{ds} = V_e$

c'est-à-dire $V_{gs} = \dfrac{V_e + k\,V_{ds}}{2}$

On a alors :

$$\frac{I_d}{V_{ds}} = \frac{1}{\rho} = K\,k\,(V_e - 2\,V_b) \qquad [9]$$

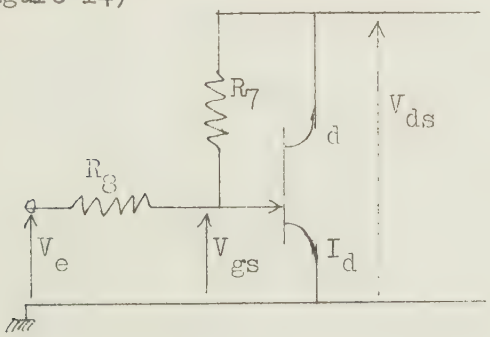
Donc

l'inverse de la résistance drain-source d'un transistor à effet de champ $\frac{1}{\rho}$ varie encore linéairement, mais cette fois aura une tension de commande V_e différente de V_{gs} tel que

$$V_{gs} = \frac{V_e + k\,V_{ds}}{2} \quad \text{où } k \simeq 1$$

$$\text{soit } V_{gs} \simeq \frac{V_e + V_{ds}}{2}$$

le montage permettant de satisfaire cette dernière relation est simple (figure 14)



$$V_{gs} = \frac{V_{ds}R_8 + V_eR_7}{R_7 + R_8}$$

avec $R_7 \simeq R_8$

donc $V_{gs} \simeq \dfrac{V_{ds} + V_e}{2}$

Figure 14.

Ainsi, $\frac{1}{\rho}$ doit, en principe, être proportionnelle à V_e . La vérification expérimentale a donné les résultats suivants.

Les caractéristiques de grille d'un transistor à effet de champ monté suivant le dispositif de la figure 14 sont données figure 15. Comparons les courbes des figures 7 et 5 avec celles des figures 15 et 16. Nous pouvons remarquer l'excellente linéarité des nouvelles courbes dans un grand domaine de variation de V_e . Notons aussi la symétrie de ces courbes par rapport à l'axe horizontal. La linéarité est meilleure que 0,2 % * . Pour une variation de la tension V_e entre 0 et - 1,5 Volts.

La relation [9] devient

$$\frac{1}{\rho} = A\,V_e + B \quad \text{avec} \begin{cases} A = 1{,}4\ 10^{-3} \text{ mho/Volt} \\ B = 5\ 10^{-3} \text{ mho soit } \frac{1}{B} = 200 \text{ ohms} \end{cases}$$

4,2 - Utilisation de ces caractéristiques.

Pour mettre à profit dans le multiplieur le changement de variable que nous avons fait au paragraphe précédent il suffit d'ajouter les deux résistances de linéarisation du montage de la figure 14.

Leurs valeurs ont peu d'importance . Pour des raisons de stabilité dans le temps, nous avons choisi des résistances à couches de l'ordre de 100 KΩ appariées.

Cette modification au montage initial apporte une amélioration importante des caractéristiques du multiplieur, mais elles ne représentent qu'une étape vers la réalisation définitive.

En effet, il est apparu très intéressant d'utiliser, non pas un seul transistor à effet de champ, mais deux, et de rendre le montage totalement symétrique, dans le but d'éliminer le terme constant de l'équation [9] au lieu de le compenser comme dans le montage de la figure 10 modifié. L'ajustage de la résistance R_3 est remplacé par un réglage qui ajuste la symétrie du montage.

---

* Les méthodes de mesure qui ont servi à l'établissement des courbes sont détaillées au paragraphe 5,11.

$I_d = f(V_e)$ $V_{ds} = ct.$

$V_{gs} = \frac{V_{ds} + V_e}{2}$

t. amb. $= 40^{\circ}c$

transistor 2N 3921 canal N

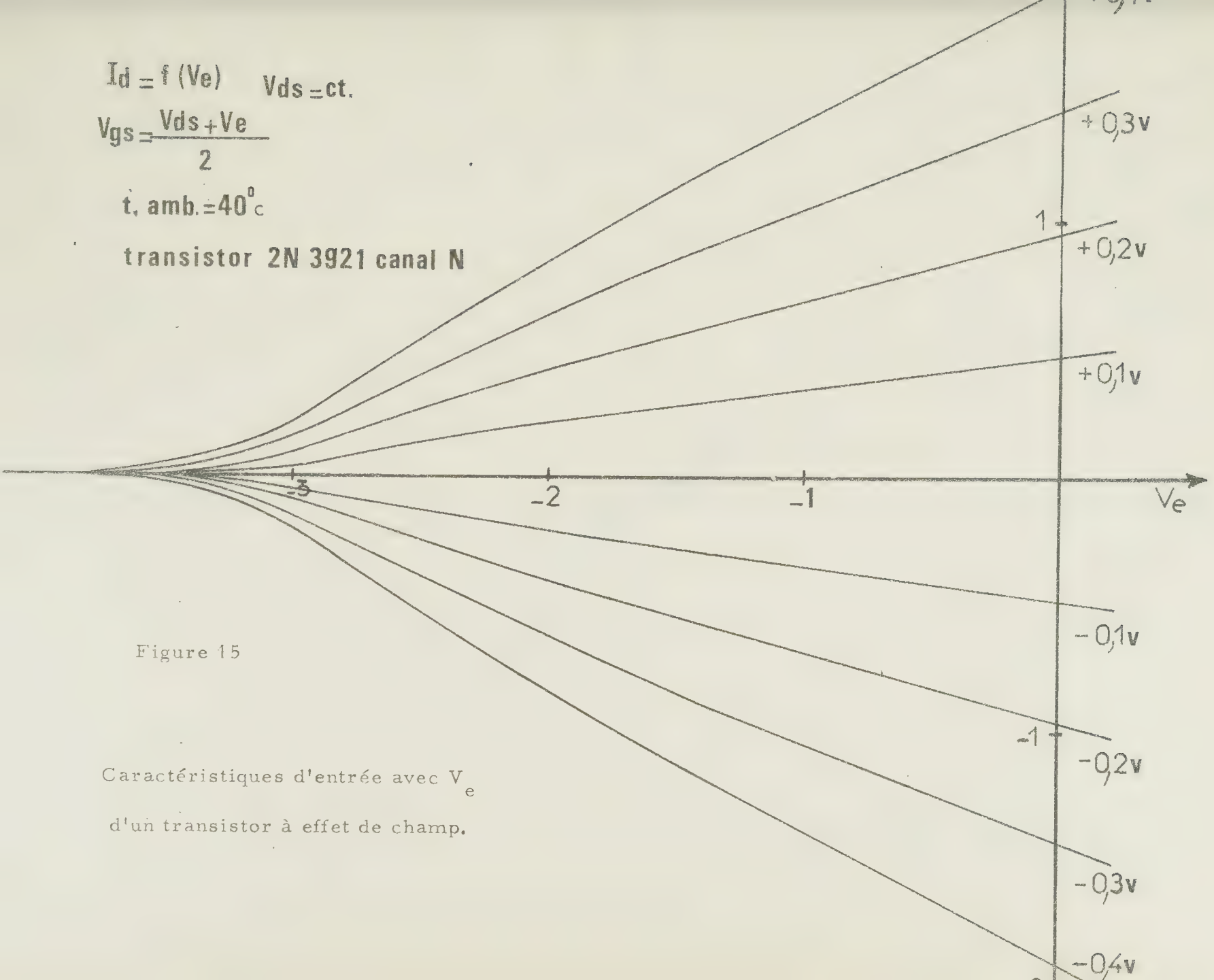


Figure 15

Caractéristiques d'entrée avec V_e

d'un transistor à effet de champ.

$Id = f(Vds)$

$Ve = ct.$

$Vgs = \frac{Vds + Ve}{2}$

t.amb. = 40 °c

transistor 2 N 3921 canal N

agrandissement au voisinage de l'origine

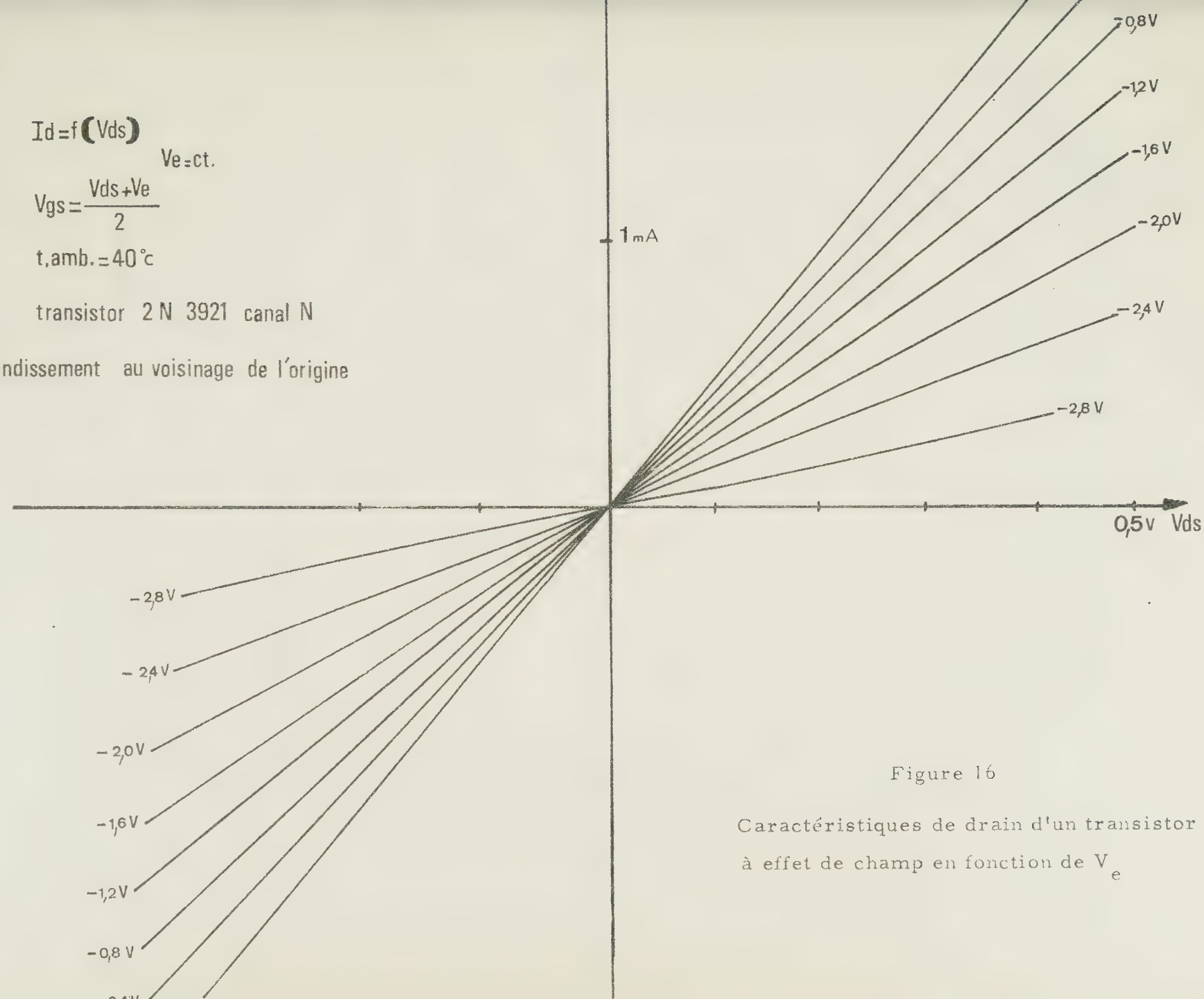


Figure 16

Caractéristiques de drain d'un transistor à effet de champ en fonction de V_e

Donc, pour donner une plus grande symétrie au montage, nous avons utilisé deux transistors à effet de champ attaqués par la même tension V_{ds} . Les grilles de ces derniers sont attaquées par deux tensions en opposition de phase (figure 17)

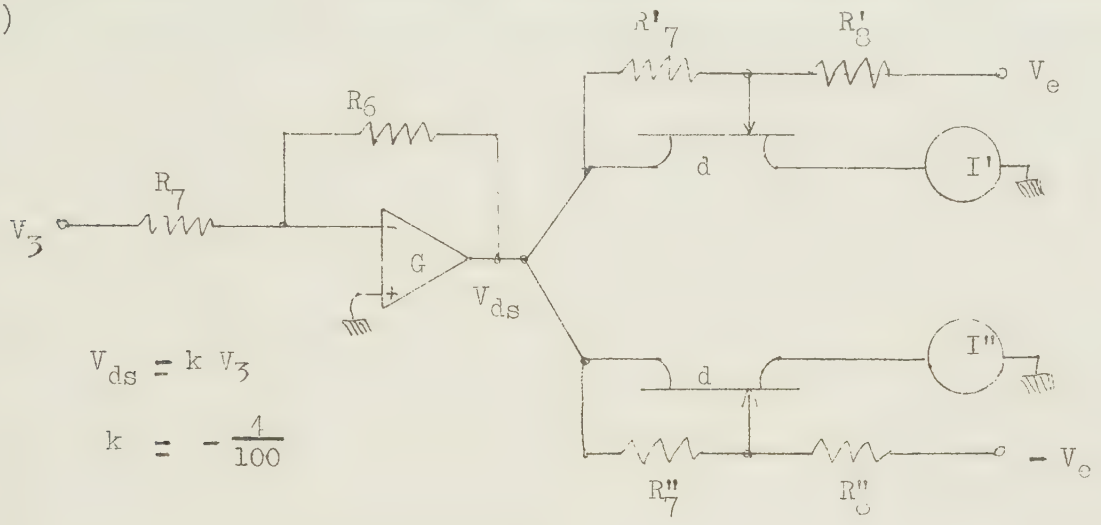


Figure 17.

En appelant I' et I'' les courants drain cirulant dans chacun des deux transistors à effet de champ :

$$I' = \frac{V_{ds}}{\rho'} \qquad I'' = \frac{V_{ds}}{\rho''}$$

où les résistances drain-source correspondantes sont ρ' et ρ''

$$\text{Or } \frac{1}{\rho'} = A V_e + B \quad \text{et} \quad \frac{1}{\rho''} = -A V_e + B$$

donc

$$I' = V_{ds} (A V_e + B) \quad \text{et} \quad I'' = V_{ds} (-A V_e + B)$$

Effectuons la différence I' - I'', il vient

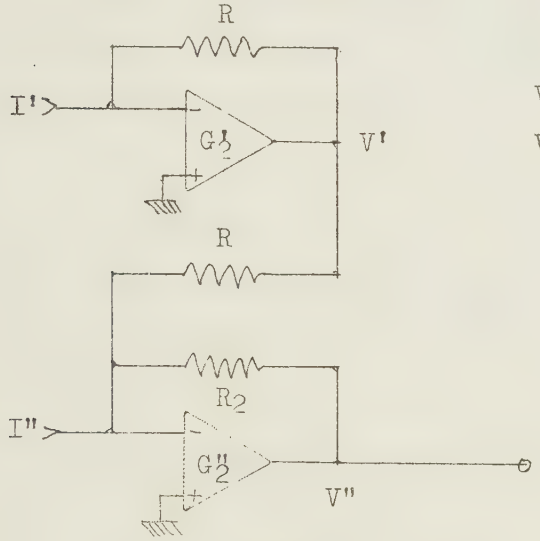
$$I' - I'' = 2 A V_e V_{ds}$$

La multiplication sera ainsi réalisée si un dispositif permet d'obtenir

$$W = k' (I' - I'') \qquad k' \text{ étant une constante.}$$

Alors on aurait $W = 2\,k'\,A\,V_e\,k\,V_3$ $\qquad k = -\frac{V_{ds}}{V_3} = \frac{R_6}{R_7}$

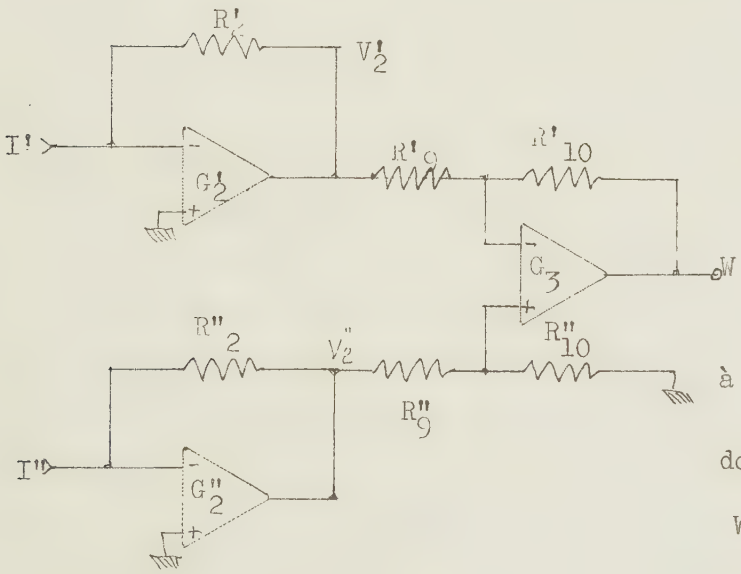
Ce montage n'est autre qu'un amplificateur différentiel en courant qui peut être réalisé à partir du schéma de la figure 18 ou de la figure 19.



$V' = -R\,I'$

$V'' = R_2\,(I' - I'')$

figure 18.



$V'_2 = -R'_2\,I'$

$V''_2 = -R''_2\,I''$

$W = \frac{R'_{10}}{R'_9}\,(V''_2 - V'_2)$

à condition que $\frac{R'_9}{R'_{10}} = \frac{R''_9}{R''_{10}}$

donc

$W = \frac{R'_{10}\,R'_2}{R'_9}\,(I' - I'')$

Figure 19.

en posant $R'_2 = R''_2$

Le schéma de la figure 18 bien que le plus économique des deux a été éliminé à cause de son manque de symétrie. En effet, les deux amplificateurs opérationnels ne donnent, ni la même tension de sortie, ni le même courant de sortie. Les échauffements respectifs des deux amplificateurs étant différents, les dérives de zéro de ceux-ci sont donc différentes. Par contre le schéma de la figure 19 est totalement symétrique. Il est d'ailleurs possible d'envisager pour G'_2 et G''_2 deux amplificateurs opérationnels intégrés dans le même boîtier.

Il est bien évident que tous ces problèmes seraient à revoir dans le cas d'une intégration totale du montage et les inconvénients des échauffements seraient alors presque totalement supprimés par l'obtention d'une température homogène.

4,3 - Schéma définitif.

Le schéma définitif est alors celui de la figure 20. Les dernières modifications au schéma de la figure 19 sont les suivantes :

a) deux réseaux de résistance R'_4 R'_5 R'_6 et R''_4 R''_5 R''_6 permettent de polariser les deux transistors à effet de champ de manière à amener le point de repos au milieu d'un domaine linéaire.

b) Un potentiomètre dit "de bouclage" P_2 permet de faire varier le gain du dispositif et donc, d'ajuster le coefficient de multiplication.

c) Un potentiomètre P_1 permet de réaliser la symétrie du montage. Si la tension U est nulle et la tension V_{ds} quelconque, la tension de sortie W doit être nulle. Il est bien évident que les réglages de P_1 et de P_2 ne sont pas indépendants.

d) Un amplificateur opérationnel de gain -1 inverse la tension d'entrée U pour attaquer la grille g "de T" en opposition de phase avec celle g' de T'

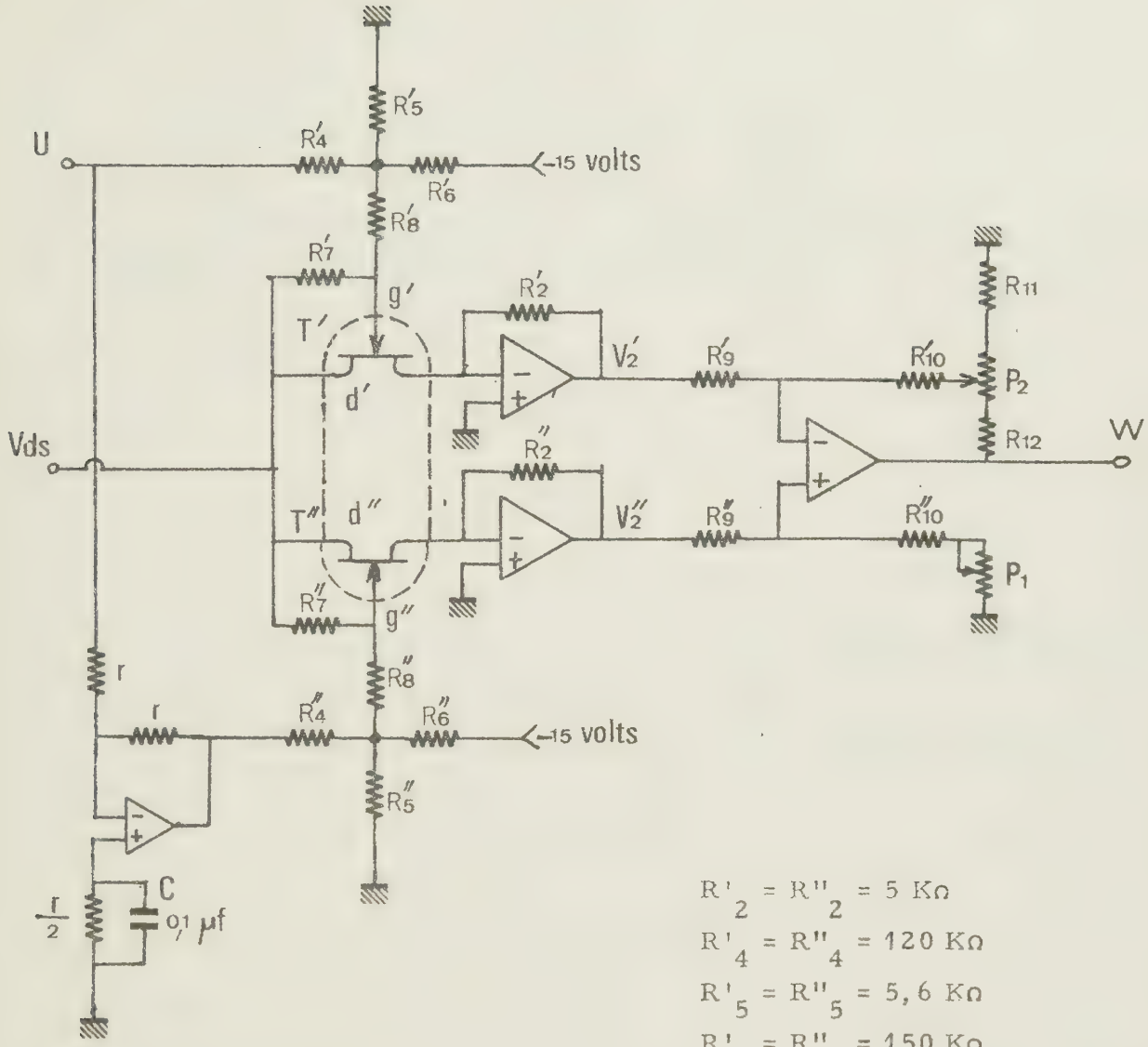


Figure 20

Schéma théorique du multiplieur

$R'_2 = R''_2 = 5\ K\Omega$

$R'_4 = R''_4 = 120\ K\Omega$

$R'_5 = R''_5 = 5,6\ K\Omega$

$R'_6 = R''_6 = 150\ K\Omega$

$R'_7 = R'_8 = R''_7 = R''_8 = 100\ K\Omega$

$R'_9 = R''_9 = 10\ K\Omega$

$R'_{10} = R''_{10} = 27\ K\Omega$

$R_{11} = 3,3\ K\Omega$

$R_{12} = 5,6\ K\Omega$

$P_1 = P_2$ = Potentiomètre 4,7 KΩ

$r = 100\ K\Omega$

$C = 0,1\ \mu F$

T' = T" = 2 N 3921

Amplificateur opérationnel 809 CE

4,4 - Fonctionnement du dispositif : Exemple.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement du dispositif nous avons effectué le produit de deux tensions alternatives.

$$V_{ds} = V_0 \sin \omega_0 t$$

$$U = V_1 \sin \omega_1 t$$

avec $\frac{\omega_0}{2\pi} = 500$ Hz

$\frac{\omega_1}{2\pi} = 5$ KHz

Sur un oscilloscope à 5 voies nous avons obtenu les oscillogrammes de la figure 21 relevés sur le montage de la figure 20.

La tension V'_2 qui a la même allure que le courant qui traverse le transistor à effet de champ, est de la forme :

$$V'_2 = - V_{ds} \ (A\,U + B)\ R'_2$$

$$= - V_0 \sin \omega_0 t \ (A\,V_1 \sin \omega_1 t + B)\ R'_2$$

la tension V'_2 est donc la somme d'une tension sinusoidale, la fréquence $\frac{\omega_0}{2\pi}$ et d'une tension produit de deux sinus de fréquence $\frac{\omega_0}{2\pi}$ et $\frac{\omega_1}{2\pi}$. Le même raisonnement peut être fait pour la tension V''_2 .

La tension de sortie W qui est la différence de ces deux tensions est alors :

$W = K\,V_0 \sin \omega_0 t \ \ V_1 \sin \omega_1 t$ (K est une constante).

Il y a modulation à suppression de porteuse. Puisque W peut s'écrire

$$W = K \ \frac{V_0\,V_1}{2} \qquad \cos (\omega_0 - \omega_1)t - \cos (\omega_0 + \omega_1)t$$

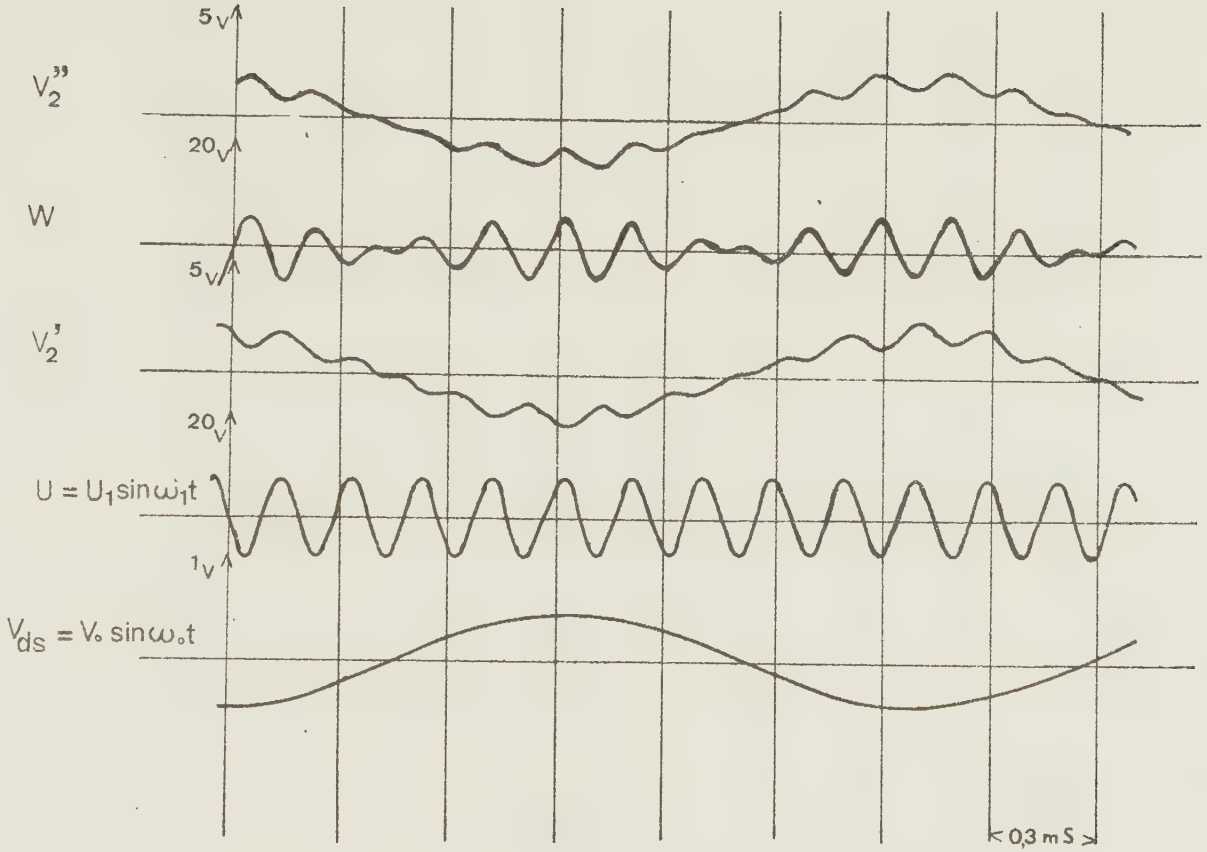


Figure 21

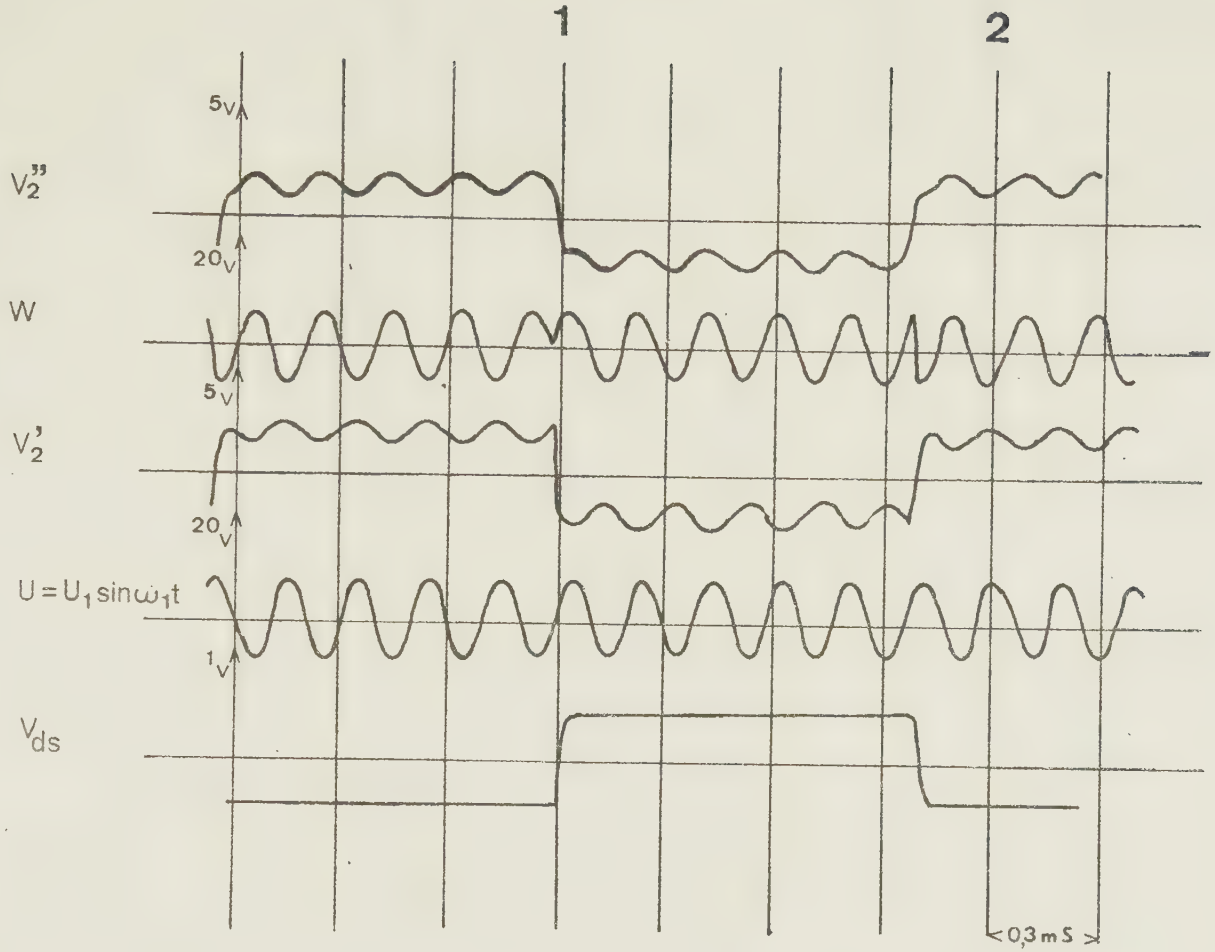


Figure 2

Les pulsations ω_0 et ω_1 n'apparaissent plus ; seules subsistent les deux bandes latérales de pulsation $\omega_0 + \omega_1$ et $\omega_0 - \omega_1$.

La figure 22 représente les oscillogrammes obtenus dans les mêmes conditions que précédemment, mais cette fois la tension V_{ds} a une forme rectangulaire. Le passage de la tension V_{ds} d'une valeur négative à une valeur positive entraîne un changement de signe pour W. La transition 1 se fait au moment du passage par zéro de la tension W : nous observons un point de rebroussement. La transition 2 se faisant à un maximum : nous observons une discontinuité.

Nous constatons qualitativement le bon fonctionnement de la théorie du paragraphe 4,2.

V - INFLUENCE DE LA TEMPERATURE

Une élévation de température a deux effets contraires sur les caractéristiques des transistors à effet de champ : la tension de pincement augmente en valeur absolue par suite de l'augmentation du potentiel de contact de la jonction. Mais, simultanément, le courant de drain, pour une tension grille-source nulle, diminue parce que la mobilité des porteurs décroît (9) (10). Ces deux effets sont illustrés sur la figure 23 pour un transistor à effet de champ canal N normalement utilisé.

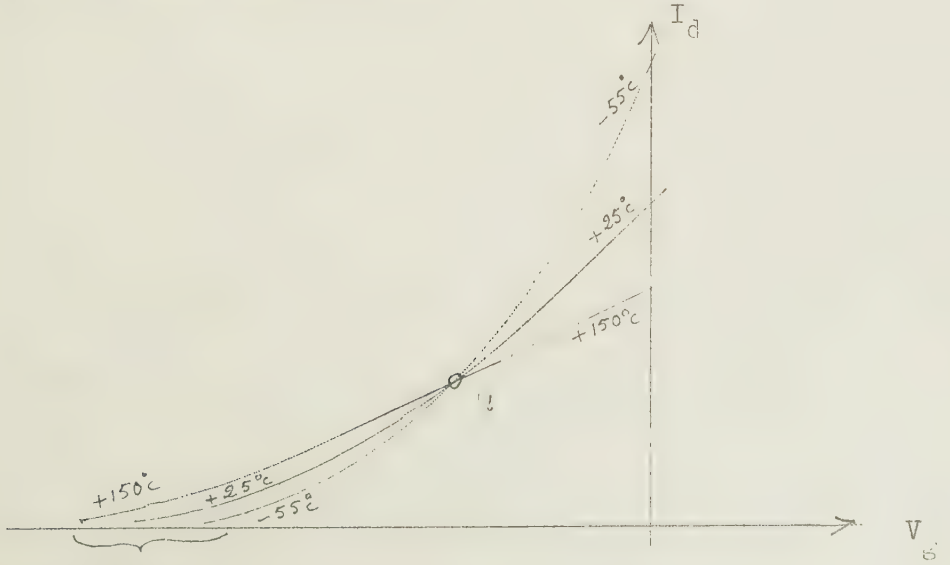


Figure 23

Toutes ces courbes ont en commun un point Q, où ces deux effets se compensent. En ce point de fonctionnement, le courant drain est indépendant de la température. Ces phénomènes, qui se retrouveront dans le fonctionnement du multiplieur, seront à éliminer.

5,1 - Caractéristiques de grille en fonction de la température.

Les variations de température ayant donc normalement deux effets contraires, nous avons tracé avec précision les caractéristiques drain-source, du montage de la figure 14 en fonction de la température. L'étude de ces courbes permettra d'apprécier l'influence de la température et de déterminer la méthode la plus efficace pour compenser le multiplieur dans un large domaine de variations de température.

5,11 - Methode de mesure utilisée.

La figure 24 représente le montage utilisé pour mesurer $I_{ds} = f(V_{gs})$ à V_{ds} Cst quand la température varie.

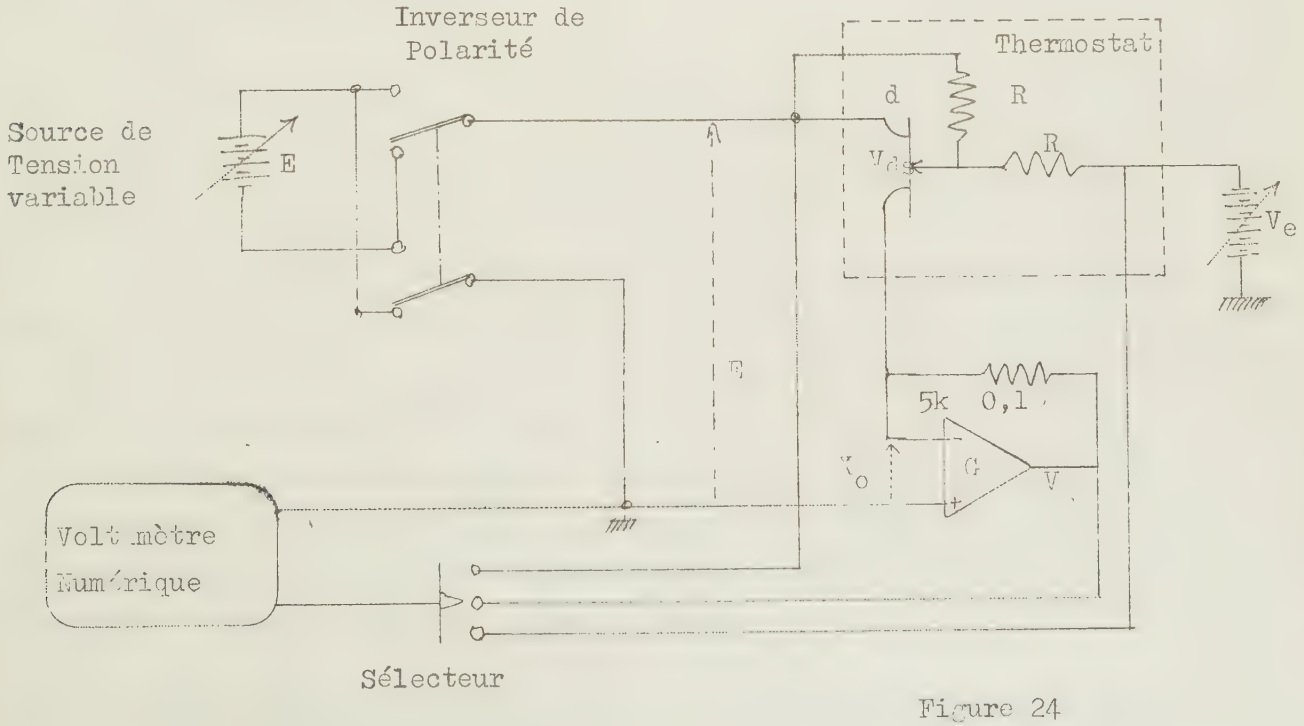


Figure 24

Une source de tension variable, positive ou négative E alimente le drain du transistor à effet de champ à essayer. Le courant drain est mesuré par un amplificateur opérationnel bouclé par une résistance de précision de 5 KΩ 0,1 %. L'impédance d'entrée d'un tel montage est très faible (10^{-2} ohm), donc X_0 est très petit et la tension V_{ds} est égale à la tension E, alors :

$$V = -5\ 10^{3}\ I_d$$

$$E = V_{ds}$$

Une source de tension variable négative permet de polariser l'entrée du transistor à effet de champ.

Un voltmètre numérique de grande précision, branché à un sélecteur, permet de mesurer :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} \\ V_s \quad \text{donc } I_d \\ V_e \end{array} \right.$$

5,12 - Matériel utilisé.

. Les tensions E et V_e sont fournies par des alimentations stabilisées A 1 s 30 2 Solartron qui ont une résolution de l'ordre de 10 m V, et une stabilité garantie de l'ordre de 10^{-3}. Au cours d'un cycle de mesure qui dure cinq minutes on peut considérer que les tensions n'ont pas fluctué.

. Le Voltmètre Numérique est du type LM1440 Solartron. Cet appareil a 30.000 points de lecture, une résolution de 10 µVolt et une précision de $5\ 10^{-5}$.

. L'amplificateur opérationnel est du type P 55 AU PHILBRICK ; et son gain en tension statique est supérieur à 85 d b.

. L'enceinte thermostatée est constituée par un bain de glycérine dont la température est contrôlée par un thermomètre à contact. Ce dernier commande une résistance chauffante par l'interméidiaire d'un triac * . La stabilité en température est de l'ordre du dixième de degré.

---

* TRIAC : Dispositif formé par deux Thysistors tête-bêche ne possédant qu'une seule gachette.

5,13 - Résultats.

Les tableaux V à VIII , en annexe, donnent les résultats des mesures pour les températures de 30° 40° 50° 60°. V_e varie par échelon de 0,2 Volt de 0 Volt à - 3 Volts. V_d varie par échelon de 0,1 Volt de -0,4 Volt à + 0,4 Volt. Nous avons reporté une partie de ces mesures sur un graphique à grande échelle (Voir planche hors texte). Notons que les courbes correspondant à une température de 40° ont déjà été utilisées à la figure 15.

Toutes les mesures de tension sont réalisées avec une préssion relative de $4\ 10^{-4}$ (précision du voltmètre numérique utilisée).

5,2 - Interprétation.

Nous voyons que les deux constantes de la relation linéaire

$$\frac{1}{\rho} = \frac{I_d}{V_{ds}} = A\,V_e + B \qquad [9]$$

sont fonction de la température.

. Le terme $B = \left(\frac{I_d}{V_{ds}}\right)_{V_e=0} = \left(\frac{1}{\rho}\right)_{V_e=0}$
diminue lorsque la température augmente.

Ce terme B est éliminé dans la relation [10] qui donne le résultat de la multiplication. Il n'intervient pas à condition que les coefficients B des deux transistors à effet de champ suivent la même loi de variation avec la température. Ce qui n'est pas tout à fait le cas, comme nous le verrons par la suite.

. Le terme A qui est fonction de la pente de ces courbes diminue lorsque la température augmente.
Pour le transistor à effet de champ expérimenté, nous pouvons déterminer à partir des mesures des tableaux V à VIII les variations relatives des coefficients A et B.

$$\left.\begin{aligned} \frac{\Delta_A}{A} &= -0{,}606\ \%\ \text{par degré} \\ \frac{\Delta_B}{B} &= -0{,}58\ \%\ \text{par degré} \end{aligned}\right\} \quad \text{pour une température de } 40°c$$

Ces valeurs sont différentes d'un transistor à un autre, par contre elles sont toujours négatives telles que

$$\left|\frac{\Delta_A}{A}\right| > \left|\frac{\Delta_B}{B}\right|$$

5,3 - Relation entre I_d V_d V_e et t.

Dans le domaine où nous travaillons, nous avons constaté sur les courbes que les grandeurs I_d, V_d, V_e et t semblaient liées par une relation linéaire.

Nous avons cherché celle-ci en remarquant que le réseau de courbes pourrait être remplacé, dans le domaine

$$-2 \text{ Volts} < V_e < 0$$

par un faisceau de droites ayant les propriétés suivantes :

- Pour V_d = Constante ce faisceau passe par un point fixe $M_{(V_d)}$ de coordonnées V_0 et I_0 lorsque la température t varie.
- Si V_d varie le faisceau de droites se déplace de telle sorte que l'abcisse V_0 de $M_{(V_d)}$ reste constante et que son ordonnée I_0 soit telle que

$$I_0 = \frac{V_d}{R_0}$$

R_0 étant une constante qui ne dépend que de l'échantillon étudié.

Compte tenu de ces remarques et en faisant l'hypothèse qu'elles sont générales et restent valables de façon continue dans le domaine qui nous intéresse :

$$I_d = \left[D(1+\alpha t)(V_e - V_0) + \frac{1}{R_0} \right] V_d$$

où $V_0 < 0$
α est une constante
$D > 0$
t est la température Celsius

Si $V_e = V_0$ $\quad I_d = \frac{V_d}{R_0}$ (lieu des points $M_{(V_d)}$)

Si V_d = Constante, la pente du faisceau de droites est $D(1+\alpha t)$ et celui-ci passe par un point fixe.

L'ordonnée à l'origine de ces droites est

$$I_d = \left[- D\,(1+\alpha t)\, V_0 + \frac{1}{R_0} \right] V_d$$

le rapport $\left(\frac{I_d}{V_d} \right)_{V_e = 0} = - D(1+\alpha t) V_0 + \frac{1}{R_0}$

représente le coefficient B de la formule de linéarisation, et la grandeur $D(1+\alpha t)$ le Coefficient A.

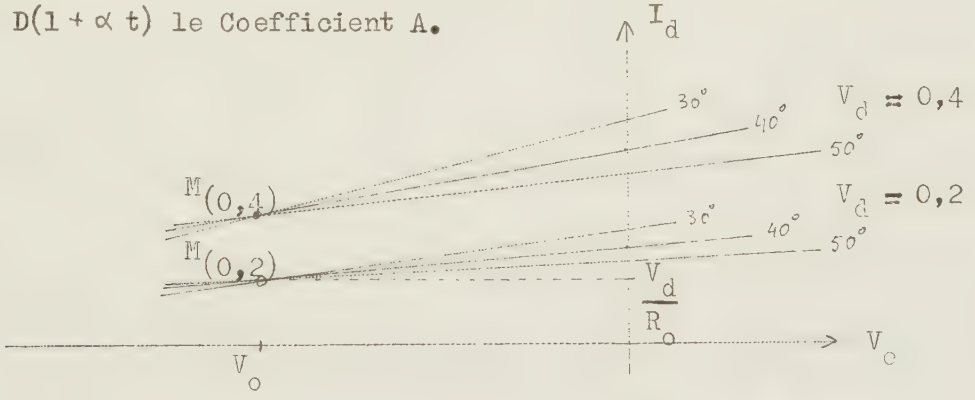


Figure 25

Ces résultats nous permettent de calculer dans le domaine qui nous intéresse ($-1,5 \quad V_e \quad 0$) :

□ - $\frac{\Delta B}{B}$ en fonction de la température

$$\frac{\Delta B}{B} = \left[\frac{\Delta \left(\frac{I_d}{V_d} \right)}{\left(\frac{I_d}{V_d} \right)} \right]_{V_e = 0}$$

$$\Delta\left(\frac{I_d}{V_d}\right)_{V_e=0} = -DV_0 \alpha \Delta t \quad \text{et} \quad \frac{\Delta_B}{B} = \frac{-DV_0 \alpha \Delta t}{-D(1+\alpha t)V_0 + \frac{1}{R_0}} = \frac{\alpha}{1+\alpha t - \frac{1}{R_0 DV_0}} \Delta t$$

avec $R_0 DV_0 < 0$

□ $\frac{\Delta_A}{A}$ en fonction de la température.

$$\frac{\Delta_A}{A} = \frac{\Delta\left[D(1+\alpha t)\right]}{D(1+\alpha t)} = \frac{\alpha}{1+\alpha t} \Delta t .$$

Le coefficient de température du terme B est, en valeur absolue, plus petit que celui du terme A, mais ils dépendent tous deux du même paramètre α .

$$A = D(1+\alpha t)$$
$$B = -D(1+\alpha t) V_0 + \frac{1}{R_0} \qquad [10]$$

5,4 - Effets de la température sur le multiplieur.

La théorie (§ 5,2 et 5,3) montre que le coefficient de multiplication diminue avec la température puisqu'il est fonction de A. Ceci se vérifie expérimentalement. Il est donc nécessaire de supprimer l'influence de la température en compensant le montage.

5,41 - Utilisation d'un thermostat.

La solution qui consiste à thermostater les éléments sensibles à la température (dans notre cas les transistors à effet de champ) est efficace mais semble, a priori, contraire aux impératifs actuels à cause de la constante de temps du thermostat, de sa consommation relativement élevée, de son encombrement.... . Cependant, dans le cas où l'ensemble du multiplieur serait entière-

ment réalisé en circuit intégré et tiendrait dans un boîtier ordinaire de transistor (T O 5), thermostater serait valable car les pertes de chaleur seraient alors beaucoup plus faibles. Evidemment le circuit du thermostat serait réalisé sur le même circuit intégré. Cette solution a déjà été utilisée pour maintenir à une température constante une paire de transistors différentiels (22) .

5,42 - Compensation en température.

Il est possible de compenser l'effet de la température sur le coefficient A (relations [9] [10]) en utilisant l'influence de la température sur le coefficient B d'un troisième transistor à effet de champ. Le schéma synoptique suivant montre la méthode employée.

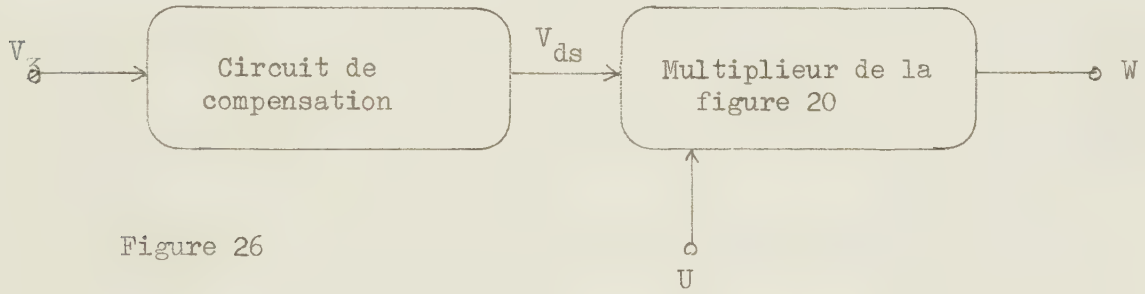


Figure 26

Le circuit de compensation est réalisé de telle sorte que :

$$V_{ds} = V_{\acute{e}}\, k\, (1 + \beta\, t)$$

Donc à la sortie du multiplieur nous aurons

$$W = K\, V_{ds}\, U\, (1 + \alpha t)$$

avec
- k = Constante d'atténuation $\simeq 25$
- K = Constante de multiplication
- α = Coefficient de température du multiplieur (Ainsi que du terme A) $\alpha < 0$
- β = Coefficient de température du circuit de compensation.

Donc

$$W = K\,k\,V_3\,U\,(1+\alpha t)(1+\beta t)$$

dérivons W par rapport à la température.

$$\frac{\partial W}{\partial t} = K\,k\,V_3\,U\,\left[\alpha+\beta+2\alpha\beta t\right]$$

$$\frac{\partial W}{\partial t} = 0 \quad \text{Si } \beta = -\frac{\alpha}{1+2\alpha t}$$

Dans un certain domaine de température, il est donc possible d'annuler le coefficient de température. Comme α est négatif, il faut que le coefficient β soit positif et en module plus grand que α.

5,5 - Réalisation de la compensation.

Le circuit compensateur est constitué par un montage dont le gain en tension présente un coefficient de température β positif. L'élément sensible à la température est un transistor à effet de champ, polarisé avec une tension d'entrée nulle (montage de la figure 14) et qui est à la même température que ceux du multiplieur.

Le problème se réduit alors à la construction d'un amplificateur de gain G tel que :

$$\frac{\partial G}{G\,\partial t} = \beta \qquad \text{avec } \beta > 0$$

et comportant un élément dont la variation relative est

$$\frac{\partial B}{B\,\partial t} = \frac{\alpha}{1+\alpha t - \frac{1}{R_0 A V_0}} \qquad \text{avec} \begin{cases} R_0 A V_0 < 0 \\ \alpha < 0 \\ \text{voir § 5,3} \end{cases}$$

donc $$\frac{\partial G}{G\,\partial t} > -\frac{\partial B}{B\,\partial t}$$

5,6 - Circuit de compensation utilisée.

Pour réaliser ces conditions nous sommes partis du montage suivant

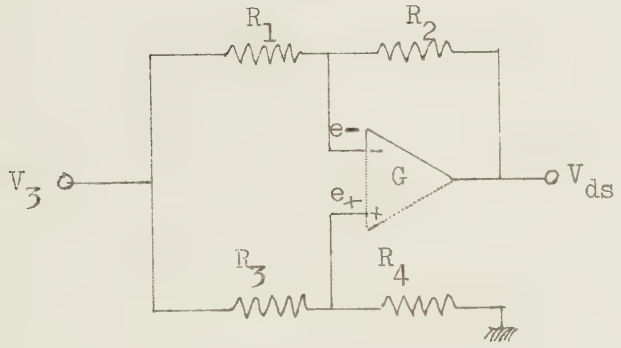


Figure 27

Appelons G le gain de l'amplificateur opérationnel

$V_{ds} = G(e_+ - e_-)$ avec $G \gg 0$

la quantité $(e_+ - e_-)$ sera donc toujours négligeable moyennant l'hypothèse

$$\frac{R_2}{R_1} \ll G$$

cherchons le gain $\mathcal{G} = \frac{V_{ds}}{V_3}$ de ce montage

$$e_+ = \frac{V_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

$$e_- = \frac{V_3 R_2 + V_{ds} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$e_+ - e_- = 0$$

d'où $$\mathcal{G} = \frac{V_{ds}}{V_3} = \frac{R_4}{R_3} \times \frac{1 + \frac{R2}{R1}}{1 + \frac{R4}{R3}} - \frac{R_2}{R_1}$$

Si $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ le gain $\mathcal{G}$ est nul ; on retrouve là une des propriétés du montage amplificateur différentiel. Le gain en mode commun est nul si l'équilibre du pont est réalisé.

Si un déséquilibre se produit le gain g sera positif ou négatif suivant le cas

$$\frac{R_2}{R_1} > \frac{R_4}{R_3} \qquad g < 0$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \qquad g = 0$$

$$\frac{R_2}{R_1} < \frac{R_4}{R_3} \qquad g > 0$$

la variation relative de g en fonction de la variation relative de R_4 se calcule facilement quand les résistances R_1 R_2 et R_3 sont fixes :

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{R_3 \dfrac{R_1 + R_2}{(R_3 + R_4)^2} \Delta R_4}{R_4 \dfrac{(R_1 + R_2)}{R_3 + R_4} - R_2}$$

$$\frac{\Delta g}{g} = (R_1 + R_2) \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \frac{1}{R_1 R_4 - R_2 R_3} \frac{\Delta R_4}{R_4}$$

Nous voyons donc qu'il est possible d'ajuster le coefficient qui lie les variations relatives du gain en tension aux variations relatives de la résistance R_4 qui, en l'occurence, est constituée par l'espace source-drain d'un transistor à effet de champ. Cet ajustage se fait en jouant sur la valeur de la résistance R_1 par exemple.

La relation qui existe entre la résistance R_4 et le coefficient B est alors

$R_4 = \rho = \frac{1}{B}$ puisque la tension de commande du transistor à

effet de champ monté suivant le schéma de la figure 14 est nulle. Donc

$$\frac{\Delta B}{B} = \frac{\Delta\left(\frac{1}{\rho}\right)}{\left(\frac{1}{\rho}\right)} = -\frac{\Delta R_4}{R_4}$$

valeurs numériques

R_4 = Résistance source-drain de deux transistors * à effet de champ de l'ordre de 400 Ω

R_3 = 1,5 K Ω

R_2 = 1,5 K Ω

R_1 = Résistance ajustable de l'ordre de 200K Ω

Posons $k = \dfrac{\frac{\Delta g}{g}}{\frac{\Delta R_1}{R_4}} = f(R_1) = (R_1 + 1,5)\,\dfrac{15 \times 0,4}{15 + 0,4} \times \dfrac{1}{R_4 \times 0,4 - 1,5 \times 15}$

$$k = \frac{R_1 + 1,5}{R_1 - 56,25}\ 0,974$$ où R_1 est exprimée en k Ω

Le gain a pour valeur numérique

$$g = \frac{1}{R_1}\left[0,4\ \frac{R_1 + 1,5}{15 + 0,4} - 1,5\right] = \frac{1}{R_1}\ \frac{R_1 - 56,25}{38,50}$$

où R_1 est exprimée en k Ω

Les fonctions $k = f(R_1)$

$g = k(R_1)$

ont été tracées sur le graphique de la figure 28.

---

* La Résistance R_4 est réalisée en fait par deux transistors à effet de champ en série. En effet le transistor 2N3921 utilisé est un transistor double. Les deux boîtiers sont alors réunis par un shunt thermique en cuivre visible sur la photo n° 31. L'idéal serait de disposer de trois transistors à effet de champ dans le même boîtier, deux serviraient à effetuer la multiplication, le troisième pour la compensation en température.

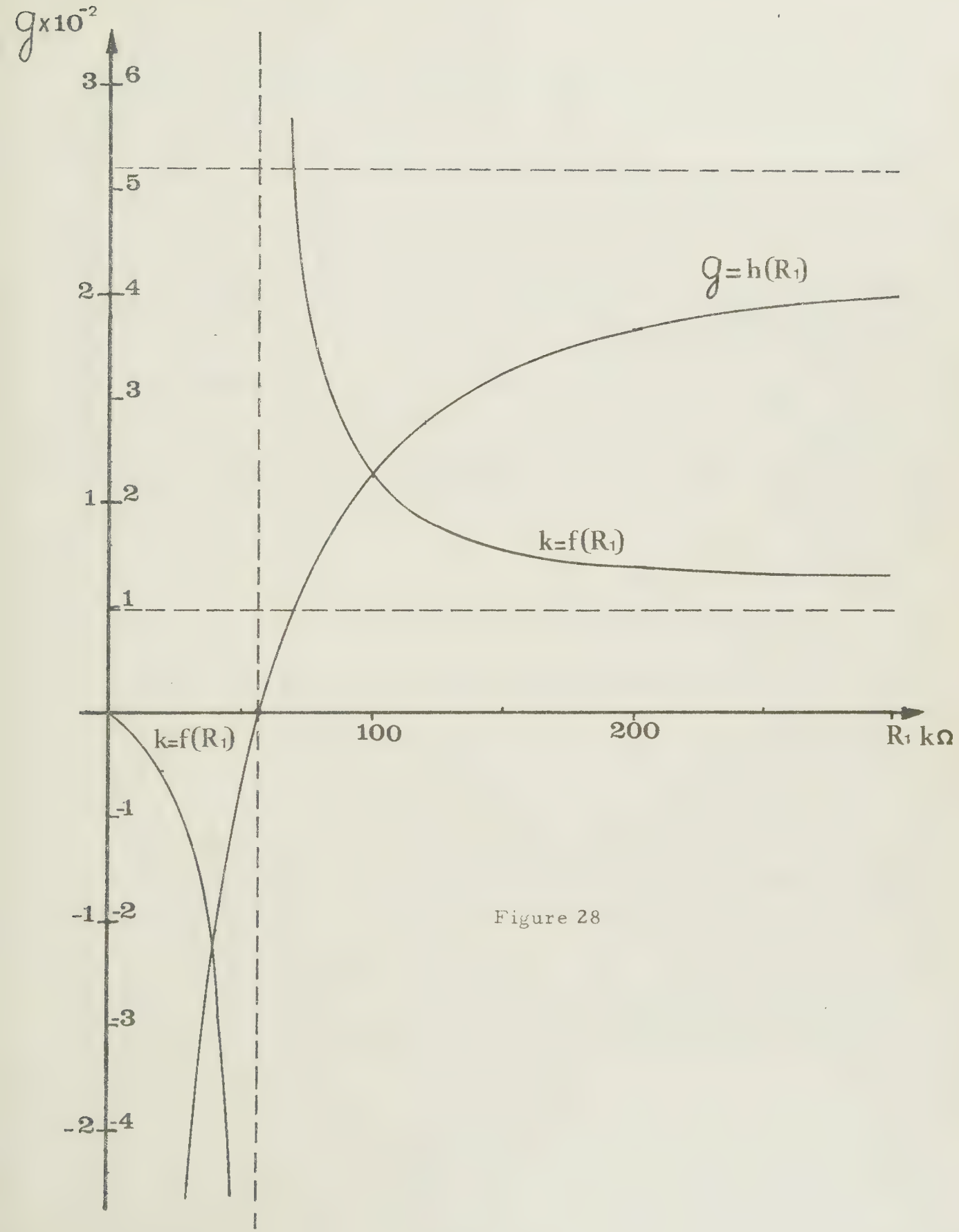


Figure 28

on choisit expérimentalement la valeur de la résistance R_1 de l'ordre de 180 k .

Ce qui donne les valeurs :

$$\gamma = 1{,}78\ 10^{-2}$$
$$k = 1{,}43$$

Ce qui permet de voir que, la compensation en température étant réalisée, le gain de l'étage adaptateur permet d'obtenir une tension V_{ds} à partir de la tension d'entrée V_3 de la figure 27, compatible avec les amplitudes de V_{ds} nécessaires pour les transistors à effet de champ utilisés.

Si la tension V_3 est comprise entre plus ou moins 10 volts (paragraphe 1), la tension V_{ds} est comprise entre plus ou moins 10 x 1,38 x 10^{-2} volts, soit environ±0,2 volts. La limite extrême de $|V_{ds}|$ étant de l'ordre de 0,4 volts (Paragraphe 3,3).

6 - CARACTERISTIQUES STATIQUES DU MULTIPLIEUR.

Pour tester le dispositif nous avons tracé les courbes

$$W = f_V (U)_{V = \text{constante}}$$

$$W = f_U (V)_{U = \text{constante}}$$

qui dessinent les triangles de modulation (voir § 3,6).

Cependant, l'erreur étant inférieure à 0,5 % dans la majorité des cas, nous avons jugé utile de tracer les courbes d'erreur.

$$\triangle = W_{\text{mesuré}} - W_{\text{calculé}}$$

Le principe de mesure et la précision sont sensiblement les mêmes qu'au paragraphe 5,1.1. L'enceinte thermostatée est constituée par un four.

6,1 - Mesure des caractéristiques statiques.

Les tensions U et V sont amenées le plus près possible d'une valeur entière lue sur le même voltmètre numérique qui servira également à lire le résultat W. Cette mesure est répétée pour différents couples de valeurs (U, V) et différentes températures.

C'est ainsi que les tableaux de résultats sont obtenus.

A l'intersection d'une colonne V et d'une ligne U se trouvent les valeurs de W mesurée et calculée, en effet il n'est pas possible de régler les tensions U ou V à mieux que quelques dizaines de millivolts près ce qui justifie la différence qui existe entre W calculé et la valeur théorique du produit. A partir de maintenant, dans tout ce chapitre, et pour alléger l'écriture, U V et W deviennent la valeur en volt des signaux .

Exemple :

Multiplication à la température de 27°C

$U = +4$ $\quad U_{mesuré} = +3,987$ et non $+4,000$

$V = +2$ $\quad V_{mesuré} = +1,9993$ et non $+2,000$

d'où valeur théorique de W $= +0,8000$

valeur calculée de W $= +0,7971$

valeur mesurée de W $= +0,7981$

6,2 - Interprétation.

Les mesures effectuées à différentes températures sont données dans les tableaux I, II, III. Ces résultats ont été reportés sur les graphiques des figures 32, 33 et 34 pour les températures de 27°C, 50°C et 70°C. La figure 32 A représente la fonction

$$W = f_U(V)$$

les figures 32B, 33 et 34 représentent les fonctions

$$\Delta = W_{mesurée} - W_{calculée} = f_U(V) - W_{calculée}$$

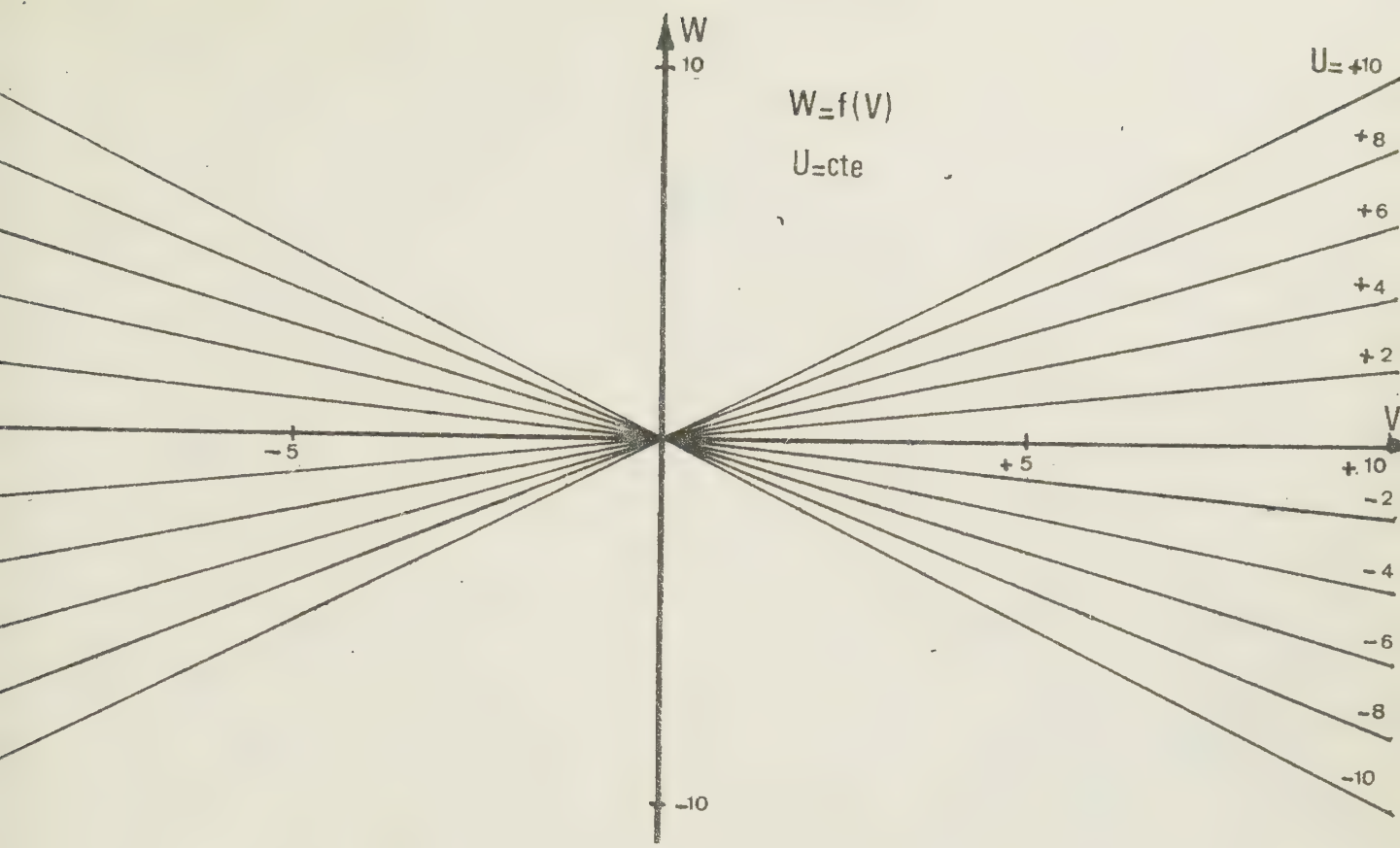


Figure 32A

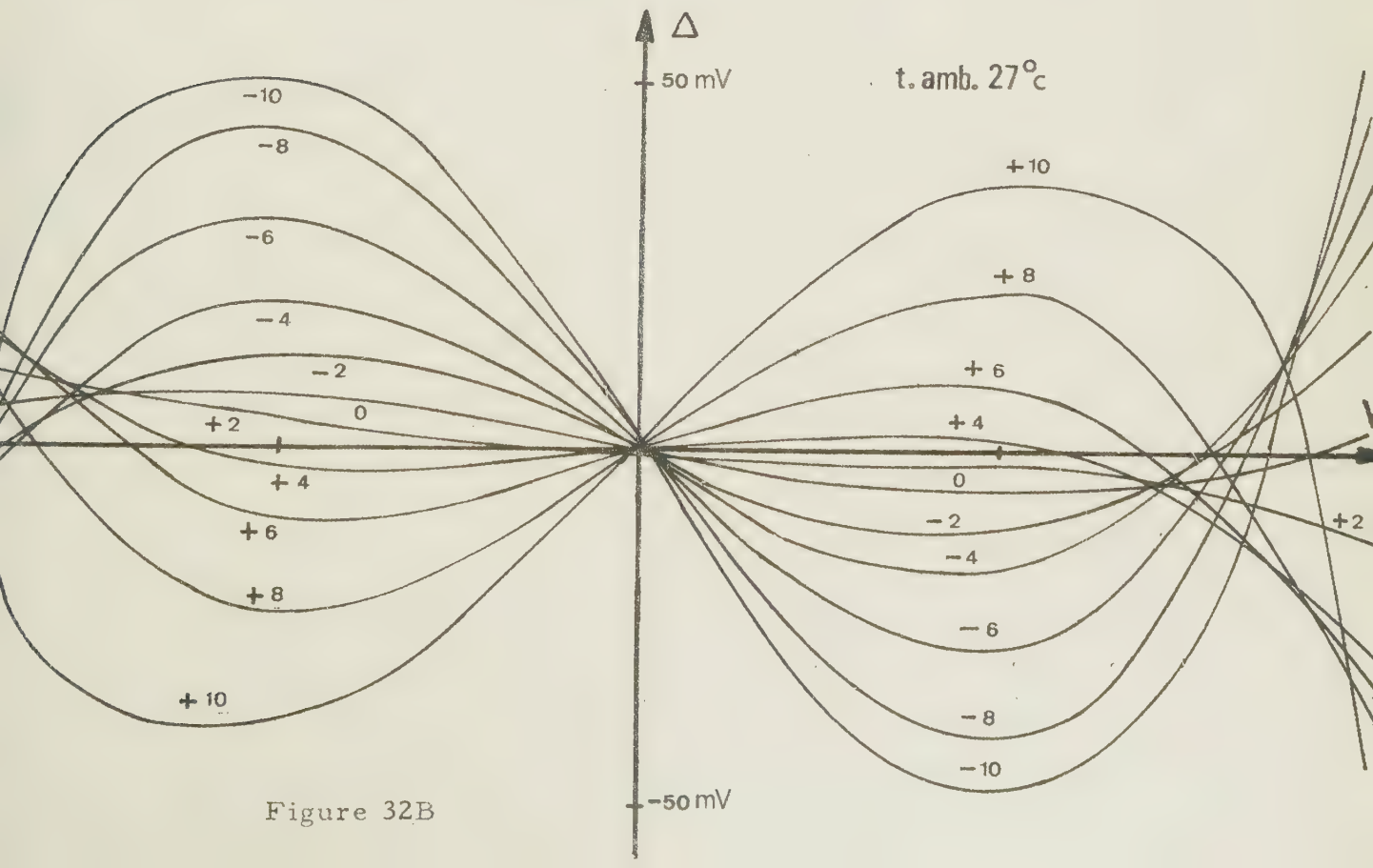


Figure 32B

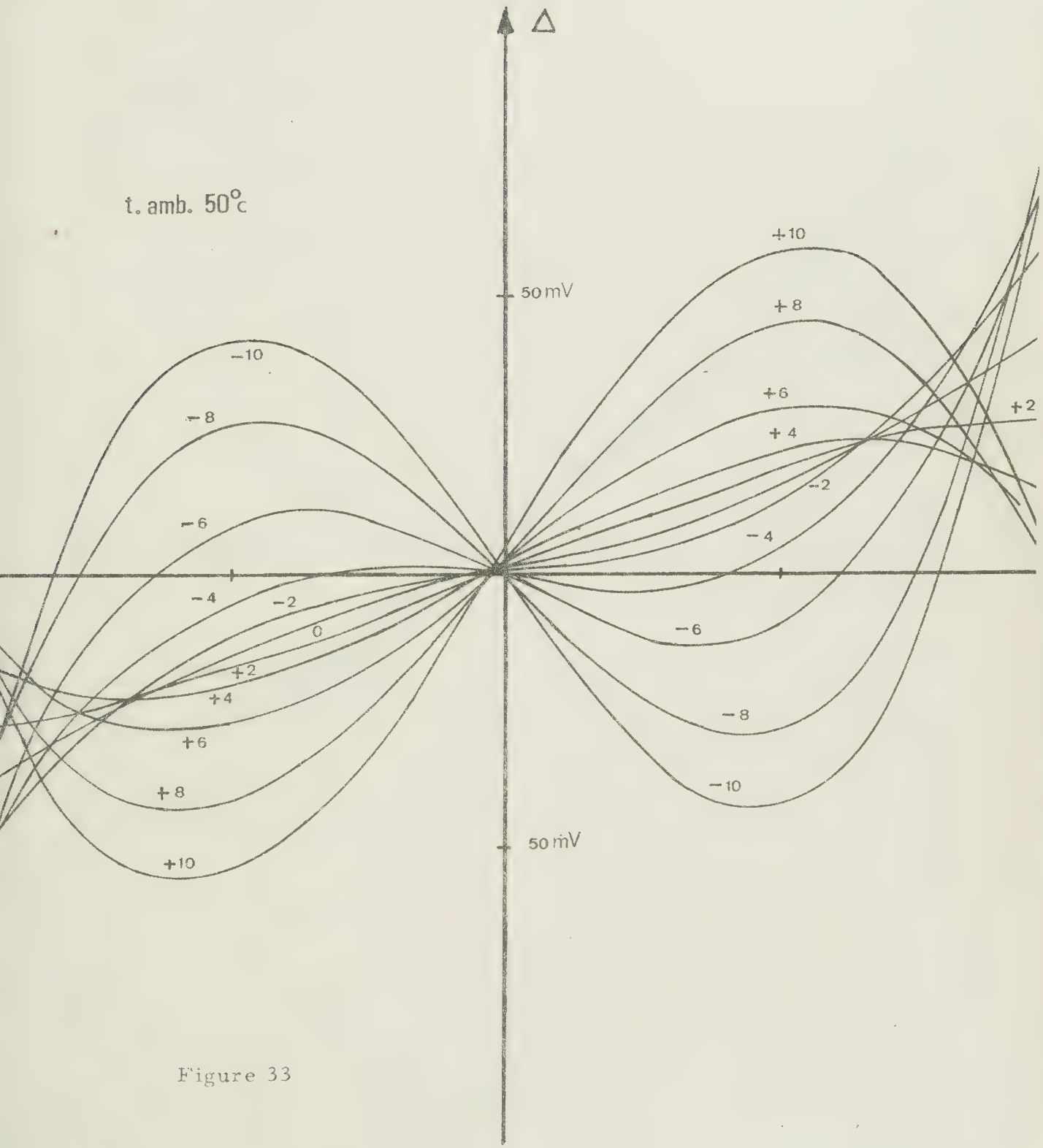


Figure 33

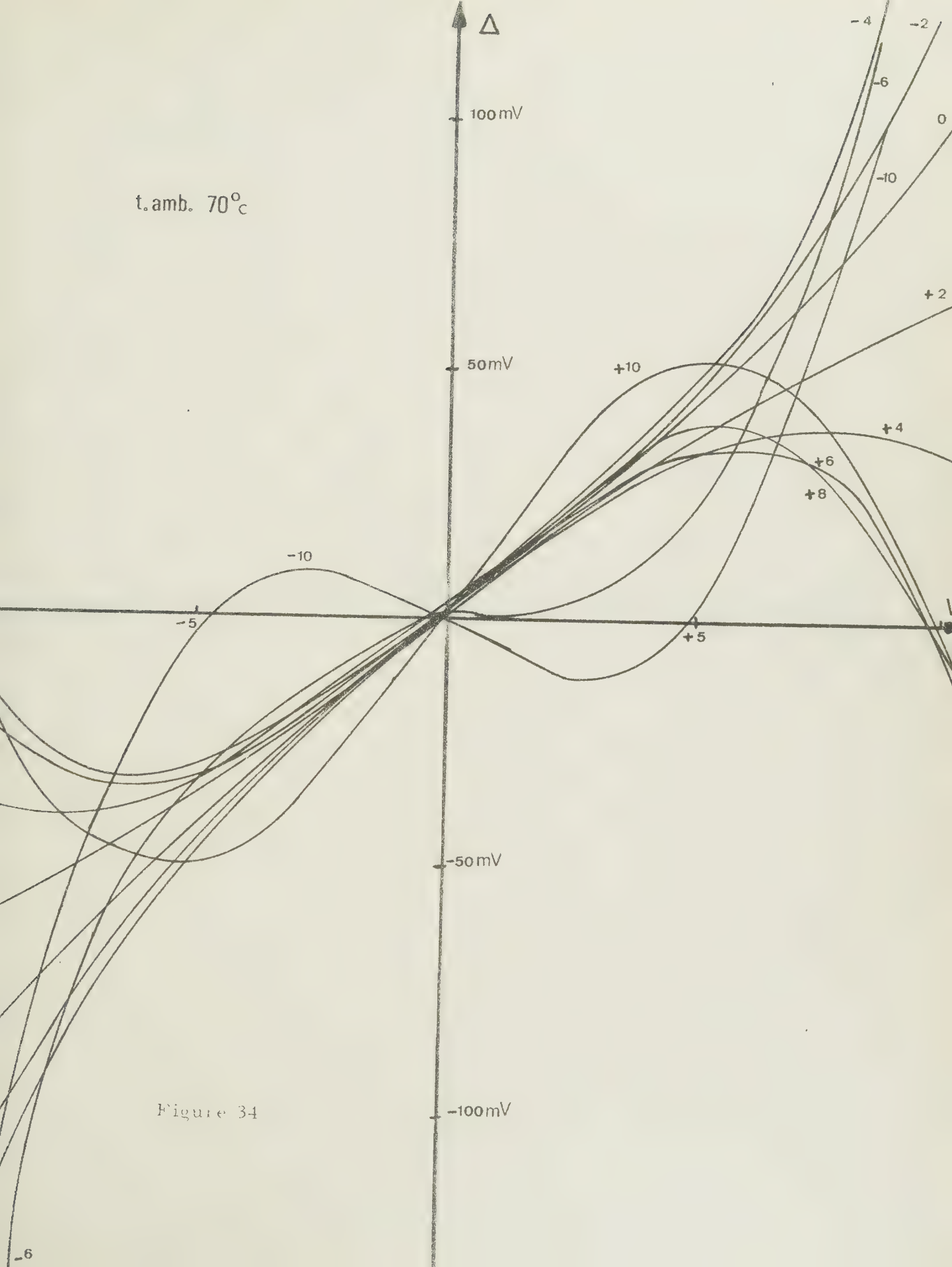


Figure 34

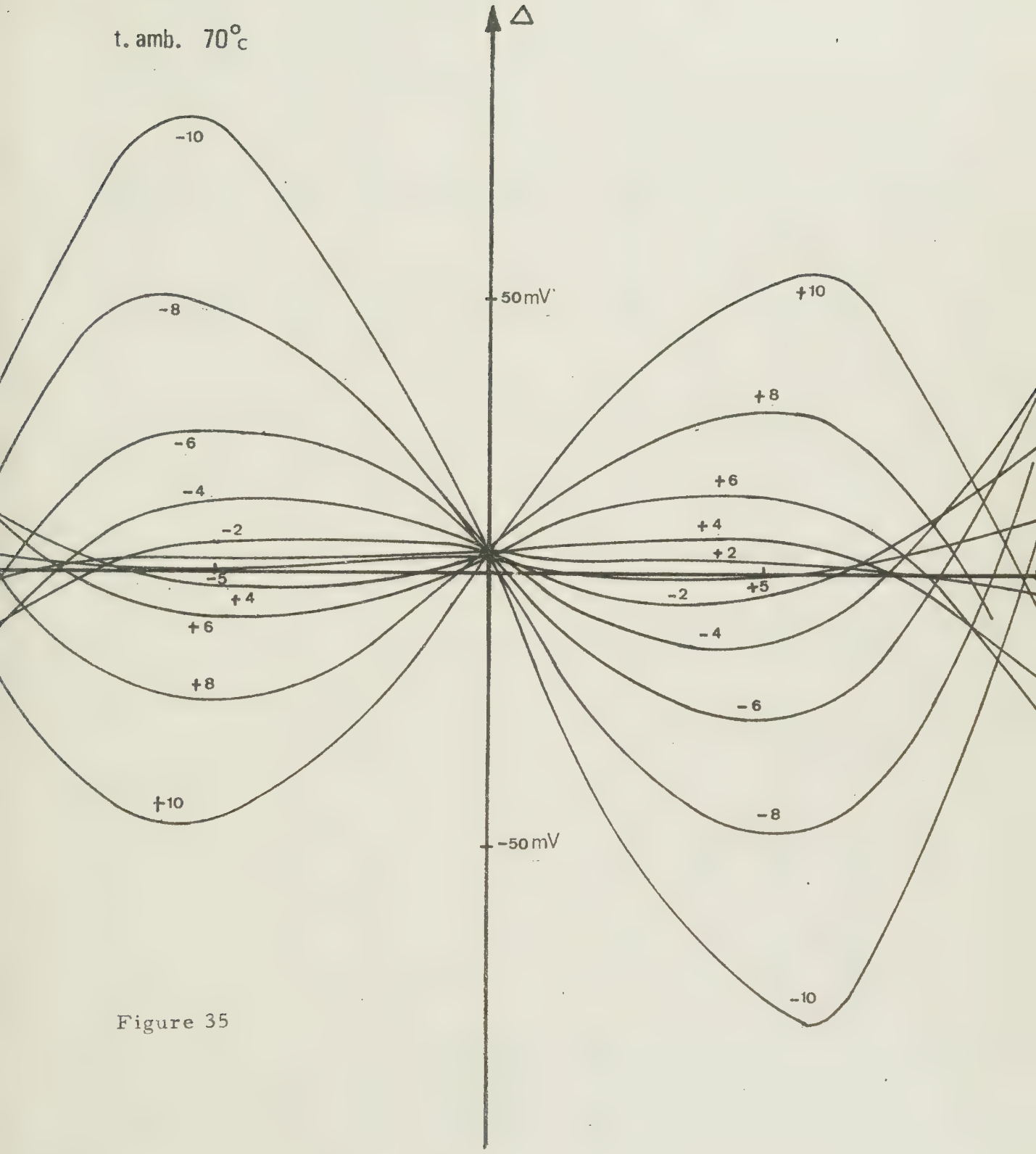


Figure 35

Multiplication t. amb.=27°C Tableau I

U \ V	+ 10	+ 8	+ 6	+ 4	+ 2	0	− 2	− 4	− 6	− 8	− 10
+ 10	+ 9,989 + 10,027 − 38	+ 7,990 + 7,960 + 30	+ 6,016 + 5,981 + 35	+ 4,030 + 3,995 + 35	+ 2,019 + 2,000 + 19	+ 0,0008 + 0,8	− 2,019 − 2,000 − 19	− 4,031 − 3,995 − 36	− 6,017 − 5,981 − 36	− 7,992 − 7,960 − 32	− 9,998 − 10,027 + 29
+ 8	+ 7,964 + 8,000 − 36	+ 6,361 + 6,361 0	+ 4,790 + 4,770 + 20	+ 3,205 + 3,185 + 20	+ 1,6064 + 1,5930 + 13,4	+ 0,0008 + 0,8	− 1,6070 − 1,5930 − 14,0	− 3,206 − 3,185 − 21	− 4,791 − 4,770 − 21	− 6,365 − 6,361 − 4	− 7,972 − 8,000 + 28
+ 6	+ 5,971 + 6,003 − 32	+ 4,765 + 4,773 − 8	+ 3,586 + 3,580 + 6	+ 2,3993 + 2,3898 + 9,5	+ 1,2014 + 1,1954 + 6,0	+ 0,0008 + 0,8	− 1,2021 − 1,1954 − 6,7	− 2,5995 − 2,5888 − 9,7	− 3,587 − 3,580 − 7	− 4,768 − 4,773 + 5	− 5,976 − 6,003 + 27
+ 4	+ 3,977 + 4,003 − 26	+ 3,173 + 3,183 − 10	+ 2,3859 + 2,3870 − 1,1	+ 1,5955 + 1,5936 + 1,9	+ 0,7981 + 0,7971 + 1,0	+ 0,0008 + 0,8	− 0,7992 − 0,7971 − 2,1	− 1,5958 − 1,5936 − 2,2	− 2,3860 − 2,3870 + 1,0	− 3,173 − 3,183 + 10	− 3,980 − 4,003 + 23
+ 2	1,9882 + 2,0005 − 12,3	+ 1,5880 + 1,5906 − 7,6	+ 1,1886 + 1,1929 − 4,3	+ 0,7958 + 0,7964 − 2,6	+ 0,3968 + 0,3970 + 0,2	+ 0,0008 + 0,8	− 0,3972 − 0,3970 − 0,2	− 0,7959 − 0,7964 + 2,5	− 1,1882 − 1,1929 + 4,7	− 1,5822 − 1,5906 + 8,4	− 1,9870 + 2,0005 + 13,5
0	+ 0,0012 0 + 1,2	− 0,004 0 − 4	− 0,0062 0 − 6,2	− 0,0053 0 − 5,3	− 0,004 0 − 4	+ 0,0007 0 0,7	+ 0,0037 0 + 3,7	+ 0,0059 0 + 5,9	+ 0,0071 0 + 7,1	+ 0,0066 0 + 6,6	+ 0,0017 0 + 1,7
− 2	− 1,9847 − 2,0005 + 15,8	− 1,5910 − 1,5906 + 0,4	− 1,2014 − 1,1929 − 8,5	− 0,8068 − 0,7864 − 10,4	− 0,4051 − 0,3970 − 8,1	+ 0,0010 + 1,0	+ 0,4051 + 0,3970 + 8,1	+ 0,8080 + 0,7964 + 12,6	+ 1,2056 + 1,1929 + 10,7	+ 1,5960 + 1,5906 + 5,4	+ 1,9931 + 2,0005 − 7,4
− 4	− 3,977 − 4,003 + 26	− 3,182 − 3,183 + 1	− 2,4016 − 2,3870 − 14,6	− 1,6109 − 1,5936 − 17,3	− 0,8092 − 0,7971 − 12,1	+ 0,0012 + 1,2	+ 0,8081 + 0,7971 + 11,0	+ 1,6122 + 1,5936 + 18,6	+ 24,057 + 2,3870 + 18,7	+ 3,189 + 3,183 + 6	+ 3,989 + 4,003 − 14
− 6	− 5,970 − 6,003 + 33	− 4,773 − 4,778 − 5	− 3,605 − 3,580 − 25	− 2,4160 − 2,3898 − 26,2	− 1,2180 − 1,1954 − 17,6	+ 0,0012 + 1,2	+ 1,2128 + 1,1954 + 17,4	+ 2,4183 + 2,3898 + 29,0	+ 3,610 + 3,580 + 30	+ 4,787 + 4,773 + 14	+ 5,985 + 6,003 − 18
− 8	− 7,957 − 8,000 + 43	− 6,370 − 6,361 − 9	− 4,808 − 4,770 − 38	− 3,224 − 3,185 − 39	− 1,6180 − 1,5930 − 25,0	+ 0,0014 + 1,4	+ 1,6178 + 1,5930 + 24,8	+ 3,225 + 3,185 + 40	+ 4,813 + 4,770 + 43	+ 6,582 + 6,561 + 21	+ 7,976 + 8,000 − 24
− 10	− 9,977 − 10,027 + 50	− 7,984 − 7,960 − 24	− 6,025 − 5,981 − 44	− 4,041 − 3,995 − 46	− 2,027 − 2,000 − 27	+ 0,0016 + 1,6	+ 2,027 + 2,000 + 27	+ 4,043 + 3,995 + 48	+ 6,030 + 5,981 + 49	+ 7,999 + 7,960 + 39	+ 9,985 + 10,027 − 42

me
cal
Δ

Multiplication t. amb. 50°C. Tableau II

U \ V	+10	+8	+6	+4	+2	0	−2	−4	−6	−8	−10
+10	+10,060 +10,061 − 1	+8,036 +7,994 + 42	+6,055 +5,996 + 59	+4,055 +4,002 + 53	+2,0361 +2,0018 + 34,2	+0,0027 + 2,7	−2,0297 −2,0018 − 27,9	−4,050 −4,002 − 48	−6,052 −5,996 − 56	−8,037 −7,994 − 43	−10,064 −10,061 − 3
+8	+8,017 +8,017 0	+6,403 +6,370 + 33	+4,822 +4,777 + 45	+3,228 +3,189 + 39	+1,6190 +1,5953 + 23,7	+0,0024 + 2,4	−1,6150 −1,5953 − 19,7	−3,224 −3,189 − 35	−4,819 −4,777 − 42	−6,405 −6,370 − 35	−8,021 −8,017 − 4
+6	+6,019 +6,017 + 2	+4,805 +4,781 + 24	+3,616 +3,586 + 30	+2,4198 +2,3936 + 26,2	+1,2133 +1,1974 + 15,9	+0,0028 + 2,8	−1,2105 −1,1974 − 13,1	−2,4171 −2,3936 − 23,5	−3,614 −3,586 − 28	−4,805 −4,781 − 24	−6,020 −6,017 − 3
+4	+4,026 +4,012 + 14	+3,210 +3,188 + 22	+2,4149 +2,3908 + 24,1	+1,6150 +1,5960 + 19,0	+0,8097 +0,7984 + 11,3	+0,0016 + 1,6	−0,8075 −0,7984 − 9,1	−1,6180 −1,5960 − 17,0	−2,4140 −2,3908 − 23,2	−3,210 −3,188 − 22	−4,026 −4,012 − 14
+2	+2,0254 +2,0059 + 29,5	+1,6197 +1,5937 + 26,0	+1,2170 +1,1953 + 21,7	+0,8128 +0,7979 + 14,9	+0,4068 +0,3992 + 7,6	+0,0012 + 1,2	−0,4064 −0,3992 − 7,2	−0,8118 −0,7979 − 13,9	−1,2161 −1,1953 − 20,8	−1,6192 −1,5937 − 25,5	−2,0339 −2,0059 − 28,0
0	+0,045 0 + 45	+0,031 0 + 31	+0,021 0 + 21	+0,011 0 + 11	+0,005 0 + 5	+0,0001 0 + 0,1	−0,005 0 − 5	−0,011 0 − 11	−0,020 0 − 20	−0,030 0 − 30	−0,042 0 − 42
−2	−1,9416 −2,0059 + 64,3	−1,5578 −1,5937 + 35,9	−1,1762 −1,1953 + 19,1	−0,7899 −0,7979 + 8,0	−0,3970 −0,3992 + 2,2	+0,0007 + 0,7	+0,3964 +0,3992 − 2,8	+0,7899 +0,7979 − 8,0	+1,1772 +1,1953 − 18,1	+1,5608 +1,5937 − 32,9	+1,9491 +2,0059 − 56,8
−4	−3,938 −4,012 + 74	−3,154 −3,188 + 34	−2,3792 −2,3908 + 11,6	−1,5958 −1,5960 + 0,2	−0,8012 −0,7984 − 2,8	+0,0000 + 0,0	+0,7994 +0,7984 + 1,0	+1,5948 +1,5960 − 1,2	+2,3807 +2,3908 − 10,1	+3,159 +3,188 − 2,9	+3,948 +4,012 − 6,4
−6	−5937 −6,017 + 80	−4,755 −4,781 + 26	−3,585 −3,586 + 1	−2,4065 −2,3936 − 12,9	−1,2074 −1,1974 − 10,0	−0,0001 − 0,1	+1,2050 +1,1974 + 7,6	+2,4043 +2,3936 + 10,7	+3,587 +3,586 + 1	+4,761 +4,781 − 20	+5,950 +6,017 − 67
−8	−7,938 −8,017 + 79	−6,358 −6,370 + 12	−4,801 −4,777 − 24	−3,218 −3,189 − 29	−1,6167 −1,5953 − 21,4	−0,0006 − 0,6	+1,6123 +1,5953 + 17,0	+3,216 +3,189 + 27	−4,798 −4,777 + 21	+6,363 +6,370 − 7	+7,953 +8,017 − 64
−10	−9,976 −10,061 + 85	−7,989 −7,994 + 5	−6,032 −5,996 − 36	−4,045 −4,002 − 43	−2,0313 −2,0018 − 29,5	−0,0010 − 1,0	+2,0278 +2,0018 + 26,0	+4,043 +4,002 + 41	+6,033 +5,996 + 37	+7,997 +7,994 + 3	+9,994 +10,061 − 67

mes
calc
Δ mV

Multiplication t. amb. 70°c Tableau III

U \ V	+ 10	+ 8	+ 6	+ 4	+ 2	0	− 2	− 4	− 6	− 8	− 10	
+ 10	+ 10,036 + 10,047 − 11	+ 8,017 + 7,982 + 35	+ 6,043 + 5,992 + 51	+ 4,045 + 3,996 + 49	+ 2,0297 + 2,0005 + 29,2	+ 0,002 + 2	− 2,0250 − 2,0005 − 24,5	− 4,043 − 3,996 − 47	− 6,041 − 5,992 − 49	− 8,020 − 7,982 − 38	− 10,043 − 10,047 + 4	mes. calc. Δ mV
+ 8	+ 8,004 + 8,008 − 4	+ 6,393 + 6,367 + 26	+ 4,814 + 4,775 + 39	+ 3,223 + 3,187 + 36	+ 1,6156 + 1,5946 + 21,0	+ 0,002 + 2	− 1,6120 − 1,5948 − 17,4	− 3,221 − 3,187 − 34	− 4,812 − 4,775 − 37	− 6,396 − 6,367 − 29	− 8,009 − 8,008 − 1	
+ 6	+ 6,002 + 6,009 − 7	+ 4,806 + 4,778 + 28	+ 3,617 + 3,583 + 34	+ 2,4206 + 2,3916 + 29,0	+ 1,2131 + 1,1965 + 16,6	+ 0,0018 + 1,8	− 1,2131 − 1,1965 − 16,6	− 2,4189 − 2,3916 − 27,3	− 3,616 − 3,583 − 33	− 4,808 − 4,778 − 30	− 6,023 − 6,009 − 14	
+ 4	+ 4,041 + 4,007 − 34	+ 3,225 + 3,186 + 39	+ 2,4260 + 2,3894 + 36,6	+ 1,6228 + 1,5948 + 28,0	+ 0,8131 + 0,7979 + 15,2	+ 0,0015 + 1,5	− 0,8114 − 0,7979 − 13,5	− 1,6214 − 1,5948 − 26,6	− 2,4248 − 2,3894 − 35,4	− 3,226 − 3,186 − 40	− 4,044 − 4,007 − 37	
+ 2	+ 2,0678 + 2,0029 + 64,9	+ 1,6478 + 1,5926 + 55,2	+ 1,2375 + 1,1944 + 43,1	+ 0,8271 + 0,7972 + 29,9	+ 0,4139 + 0,3989 + 15,0.	+ 0,0014 + 1,4	− 0,4132 − 0,3989. − 14,3	− 0,8265 − 0,7972 − 29,3	− 1,2366 − 1,1944 − 42,2	− 1,6479 − 1,5926 − 55,3	− 2,0680 − 2,0029 − 45,1	
0	+ 0,100 0 + 100	+ 0,073 0 + 73	+ 0,052 0 + 52	+ 0,0328 0 + 32,8	+ 0,0157 0 + 15,8	+ 0,001 0 + 1	− 0,0159 0 − 15,9	− 0,0329 0 − 33,9	− 0,052 0 − 52	− 0,071 0 − 71	− 0,096 0 − 96	
− 2	− 1,8740 − 2,0029 + 128,9	− 1,5017 − 1,5926 + 90,9	− 1,1355 − 1,1944 + 58,9	− 0,7623 − 0,7972 + 34,9	− 0,3826 − 0,3989 + 16.3	+ 0,0008 + 0,8	+ 0,3822 + 0,3989 − 16,7	+ 0,7625 + 0,7972 − 34,7	+ 1,1373 + 1,1946 − 57,1	+ 1,5054 + 1,5926 − 87,2	+ 1,8803 + 2,0029 − 122.6	
− 4	− 3,856 − 4,007 + 151	− 3,085 − 3,186 + 101	− 2,3288 − 2,3894 + 60,6	− 1,5614 − 1,5948 + 33,4	− 0,7839 − 0,7979 + 14,0	+ 0,0004 + 0,4	+ 0,7832 + 0,7979 − 14,7	+ 1,5611 + 1,5948 − 33,7	+ 2,3306 + 2,3894 + 58,8	+ 3,089 + 3,186 − 97	+ 3,864 + 4,007 − 143	
− 6	− 5,842 − 6,009 + 167	− 4,674 − 4,778 + 104	− 3,528 − 3,583 + 55	− 2,3653 − 2,3916 + 26,3	− 1,1873 − 1,1965 + 9,2	+ 0,0001 + 0,1	+ 1,1851 + 1,1965 − 11,4	+ 2,3645 + 2,3916 − 27,1	+ 3,530 + 3,583 − 53	+ 4,690 + 4,778 − 98	+ 5,853 + 6,009 − 156	
− 8	− 7,830 − 8,008 + 178	− 6,272 − 6,367 + 95	− 4,733 − 4,775 + 42	− 3,175 − 3,187 + 12	− 1,5931 − 1,5946 + 1,5	+ 0,0001 + 0,1	+ 1,5906 + 1,5946 − 4,0	+ 3,172 + 3,187 − 15	+ 4,735 + 4,775 − 40	+ 6,278 + 6,367 − 89	+ 7,844 + 8,008 − 164	
− 10	− 9,867 − 10,047 + 180	− 7,901 − 7,982 + 81	− 5,968 − 5,992 + 24	− 4,005 − 3,996 − 9	− 2,0102 − 2,0005 − 9,7	+ 0,0004 + 0,4	+ 2,0074 + 2,0005 + 6,9	+ 4,001 + 3,996 + 5	+ 5,970 + 5,992 − 22	+ 7,910 + 7,982 − 72	+ 9,885 + 10,047 − 162	

Multiplication t.amb. 70°c (Montage corrigé) Tableau IV

U \ V	+ 10	+ 8	+ 6	+ 4	+ 2	0	− 2	+ 4	− 6	− 8	− 10	
+ 10	+ 9,974 + 9,980 − 6	+ 7,967 + 7,935 + 32	+ 5,006 + 5,951 + 55	+ 4,019 + 3,973 + 46	+ 2,0116 + 1,9876 + 23,8	+ 0,0035 + 4,6	− 2,0114 − 1,9876 − 23,8	− 4,012 − 3,973 − 39	− 5,997 − 5,951 − 46	− 7,168 − 7,935 − 33	− 9,980 − 9,980 − 0	mes. calc. Δ mV
+ 8	+ 7,936 + 7,957 − 21	+ 6,388 + 6,327 + 11	+ 4,773 + 4,745 + 28	+ 3,195 + 3,168 + 27	+ 1,5848 + 18,1	+ 0,0030 + 0,0027	− 1,5997 − 1,5748 − 12,7	− 3,189 − 3,168 − 21	− 4,766 − 4,745 − 21	− 5,938 − 6,327 − 11	− 7,940 − 7,957 + 17	
+ 6	+ 5,948 + 5,972 − 24	+ 4,748 + 4,748 0	+ 3,571 + 3,561 + 10	+ 2,391 + 2,375 + 13	+ 1,1896 + 1,1894 + 12,2	+ 0,0030 + 0,002	− 1,1951 − 1,1894 − 5,7	− 2,384 − 2,378 − 7	− 3,568 − 3,561 − 7	− 4,747 − 4,748 + 1	− 5,948 − 5,935 + 13	
+ 4	+ 3,965 + 3,983 − 18	+ 3,163 + 3,166 − 3	+ 2,3795 + 2,3749 + 4,6	+ 1,5950 + 1,5856 + 6,4	+ 0,7986 + 0,7929 + 5,7	+ 0,0017 + 2,7	− 0,7950 − 0,7929 − 2,1	− 1,5916 − 1,5856 − 6,0	− 2,3706 − 2,3749 − 1,5	− 3,168 − 2,166 + 4	− 3,965 − 3,983 + 18	
+ 2	+ 1,9860 + 1,9906 − 4,6	+ 1,5825 + 1,5826 − 0,1	+ 1,1870 + 1,1874 + 3,0	+ 0,7949 + 0,7925 + 9,8	− 0,3985 + 0,3965 + 2	+ 0,0021 + 2,6	− 0,3986 − 0,3965 + 0,5	− 0,7980 − 0,7925 + 0,5	− 1,1884 − 1,1874 − 0,4	− 1,5810 − 1,5826 + 1,6	− 1,9813 − 1,9906 + 6,2	
0	+ 0,0085 + 8,5	+ 0,0049 + 4,9	+ 0,0031 + 1	+ 0,0010 − 1,0	− 0,0002 − 0,2	+ 0,0038 + 3,8	+ 0,0025 + 2,5	+ 0,0025 + 3,5	+ 0,0010 + 1,0	− 0,00023 − 0,2	− 0,0060 − 6,0	
− 2	− 1,9837 − 1,9906 + 22,9	− 1,5842 − 1,5826 + 8,4	− 1,1898 − 1,1874 − 2,4	− 0,7978 − 0,7925 − 5,3	− 0,4003 − 0,3965 − 3,7	+ 0,0024 + 2,4	+ 0,0011 + 0,0055 + 4,6	+ 0,0070 + 1,2 − 5	+ 1,1912 + 1,1874 + 3,8	+ 1,5780 + 1,5826 − 5,6	+ 1,9787 + 1,9906 − 11,9	
− 4	− 3,950 − 3,983 + 33	− 3,154 − 3,166 + 12	− 2,364 − 2,3749 − 9,5	− 1,5870 − 1,5856 − 13,6	− 0,8023 − 0,7929 − 9,3	+ 0,0026 + 2,6	+ 0,0024 + 0,0094 + 7,0	+ 0,0076 + 1,5856 + 4,9	+ 0,0036 + 0,8749 + 10,7	+ 3,165 + 3,166 − 1	− 3,951 − 3,983 − 32	
− 6	− 5,940 − 5,972 + 32	− 4,751 − 4,748 − 3	− 3,561 − 3,561 − 0,3	− 2,403 − 2,378 − 25	− 1,2000 − 1,1894 − 10,6	+ 0,0050 + 5	+ 1,2003 + 1,1894 + 10,9	+ 2,403 + 2,378 + 25	+ 3,556 + 3,561 + 5	− 4,758 − 4,748 + 10	− 5,951 − 5,972 − 21	
− 8	− 7,936 − 7,957 + 21	− 6,351 − 6,327 − 24	− 4,770 − 4,745 − 25	− 3,173 − 3,168 − 5	− 1,6012 − 1,5848 − 16,4	+ 0,0030 + 3	+ 1,6017 + 1,5848 + 16,9	+ 3,171 + 3,168 + 3	+ 4,745 + 4,745 + 5,0	+ 6,354 + 6,327 + 27	+ 7,951 + 7,957 − 6	
− 10	− 9,914 − 9,980 + 66	− 7,986 − 7,935 − 51	− 5,933 − 5,951 − 18	− 3,942 − 3,973 − 31	− 2,0308 − 1,9876 − 43,2	+ 0,0035 + 3,5	+ 2,0254 + 1,9876 + 37,8	+ 3,964 + 3,973 + 9,1	+ 5,939 + 5,951 + 33	− 7,995 − 7,951 + 44	+ 9,994 + 9,980 + 14	

6,21 - Température égale à 27°C.

L'ensemble des courbes de la figure 32 B rappelle une fonction du 3° degré, du moins dans l'intervalle où V est compris entre +10 Volts et - 10 Volts. Cette fonction s'annule pour trois valeurs de V :

Si V = 0 (voir remarque § 3,6)

Si V = ± 9 le réglage de P_2 de la figure 20 permet d'annuler l'erreur pour ces valeurs symétriques.

l'équation liant U, V et $\triangle$ peut être représentée dans le domaine considéré par

$$\triangle = U \left[a_3 V^3 + a_2 V^2 + a_1 V + a_0 \right]$$

en faisant l'hypothèse que le paramètre U modifie la forme de la courbe par une affinité orthogonale.

Puisque la fonction W est symétrique par rapport à l'origine, les coefficients a_2 et a_0 sont nuls.

$$\triangle = U V \left[a_3 V^2 + a_1 \right]$$

Pour V = ± 9 la fonction doit s'annuler donc :

$$\triangle = a_3 U V \left(V^2 - 81 \right)$$

Cette fonction passe par un extrénum pour V = ± 5,2 Volts.

Pour la valeur +10 du paramètre U, l'extrénum est égal à $+30.10^{-3}$

donc $a_3 = -10,7\ 10^{-6}$

$$\triangle = -10,7\ 10^{-6}\ U V \left(V^2 - 81 \right)$$

Il n'a pas été possible de relier cette expression expérimentale de l'erreur aux courbes caractéristiques ainsi qu'aux théories des transistors à effet de champ. En effet, la quantité W est fonction de la différence qui existe entre deux grandeurs assez voisines [10] . La précision des mesures des caractéristiques de grille des transistors à effet de champ n'était pas suffisante pour déceler $\triangle$.

6,22 - Température égale à 50°C.

Les courbes de la figure 33 obtenues pour une température ambiante de 50°C rappellent beaucoup celles de la figures 32 B. Cependant on observe une dissymétrie du réseau due à une différence de structure entre les caractéristiques des deux transistors à effet de champ. Pour une tension U nulle (qui est la tension appliquée sur les grilles des transistors à effet de champ) la tension de sortie W n'est pas indépendante de la tension V . Il faudrait retoucher le réglage P_1 de la figure 20. Ce défaut provient du fait que le coefficient B de la relation [10] ne varie pas d'une manière identique pour les deux transistors (voir remarque du § 5,2).

6,23 - Température ambiante 70°C.

A une température ambiante de 70°C (figure 34) le phénomène est encore plus accentué, l'erreur $\triangle$ peut alors être représentée par la somme de deux termes .

Un premier terme qui sera la valeur de $\triangle$ à température constante déterminée au paragraphe 6,21, et un second terme qui tiendra compte de l'inclinaison en fonction de la température de la courbe $W = f(V)_{U = 0}$

l'expression complète est alors :

$$\triangle = -10{,}7\ 10^{-6}\ U\ V\ (V^2 - 91) + 1{,}8\ 10^{-3}\ (t - 27)\ V$$

t étant la température.

Le terme fonction de la température provient bien du phénomène décrit au paragraphe 7,22. En effet le même multiplieur a été recalibré pour une température ambiante de 70° en retouchant P_1 (et donc aussi P_2) de la figure 20, les nouvelles caractéristiques redonnent un réseau de forme similaire à ce qu'elles étaient à 27° avec le réglage précédent (figure 35), tableau IV.

6,3 - Conclusion.

Pour améliorer la précision statique du multiplieur sans thermostation il serait possible de placer un élément sensible à la température qui, introduit judicieusement dans une des branches de contre réaction de l'amplifica-

teur opérationnel de sortie, modifierait légèrement le gain afin de compenser au mieux le léger défaut constitué. Cependant cette solution entraînant une mise au point délicate et particulière pour chaque multiplieur, il n'a pas été jugé utile de l'appliquer.

Pour une température variant entre 25°C et 40°C la précision statique est meilleure que 0,5 % de la pleine échelle, entre 25 et 70° la précision statique est meilleure que 1 % de la pleine échelle.

Il doit être possible d'améliorer ces performances en utilisant pour ce montage, non pas des transistors à effet de champ triés en vue d'une utilisation "conventionnelle" comme le transistor 2N3921, mais en utilisant des transistors à effet de champ triés pour leurs caractéristiques "de multiplication".

Lors de nos recherches, il ne nous a pas été possible d'expérimenter un grand nombre de transistors à effet de champ différents. Notons cependant que, d'après nos expériences, les transistors MOS sont impropres à l'utilisation en multiplieurs, en effet la courbure de leurs caractéristiques de grille semble plus accentuée que chez les transistors à effet de champ à jonction. Ceci pourrait à notre avis provenir de ce que la surface de la couche conductrice formant la grille de l'effet de champ est plus grande chez les transistors MOS. La commande de grille ne serait plus un phénomène localisé mais distribué.

7. - CARACTERES DYNAMIQUES DU MULTIPLIEUR.

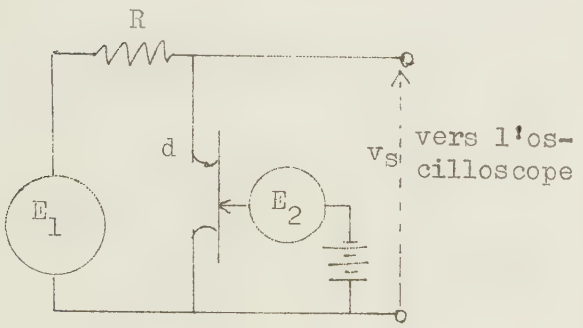
La précision dynamique du multiplieur est fonction de la réponse en fonction de deux catégories d'éléments, les transistors à effet de champ et les amplificateurs opérationnels.

7,1 - Réponse en fréquence des transistors à effet de champ.

Les transistors à effet de champ sont renommés pour leur bonne réponse en fréquence. Dans notre utilisation, cette propriété était à vérifier. Le montage de la figure 36 permet d'attaquer un transistor à effet de champ par

le drain avec une résistance de charge R en série, la grille étant alimentée par une tension alternative E_2 .

L'aspect de la courbe obtenue (sensiblement une modulation) n'a pas changé lorsque la fréquence de E_1 a varié entre 10 KHz et 1 MHz.

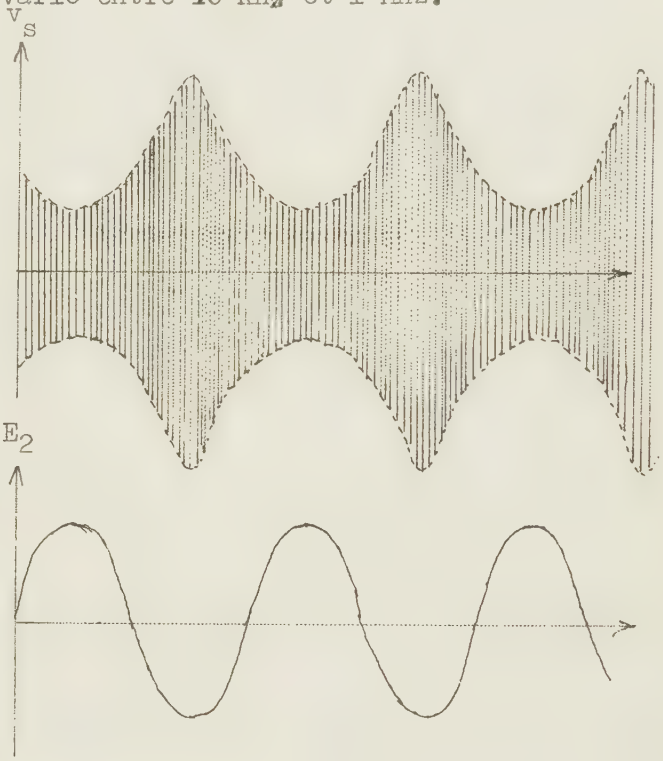


E_1 : générateur 10KHz-1MHz

R = 500

E_2 : générateur 1KHz

figure 36



On peut donc considérer que pour des fréquences inférieures à 1 MHz les transistors à effet de champ ne poseront pas de problème pour leurs réponses en fréquence (18) .

7,2 - Réponse en fréquence des amplificateurs opérationnels.

Le fonctionnement d'um amplificateur opérationnel obéit aux équations suivantes

Figure 37

$$V_s = G_d (e_+ - e_-) + G_c \left(\frac{e_+ + e_-}{2} \right)$$

où G_d est le gain différentiel en tension essentiellement positif

G_c est le gain en mode commun.

tous deux fonction de la fréquence.

7,21 - Cas du montage inverseur.

La tension e_+ étant nulle, et la tension $e_- = \frac{V_s}{G_d}$ très faible, l'influence du gain en mode commun G_c est négligeable.

Nous avons donc en première approximation :

$$V_s = - G_d e_-$$

dans le montage inverseur. (figure 38)

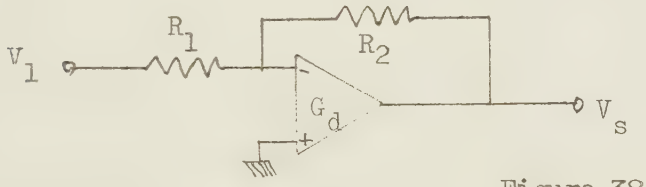


Figure 38

$$\frac{V_s}{V_1} = - \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{G_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right)$$

le terme $\frac{1}{G_d} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ sera négligeable tant que G_d sera grand devant $\frac{R_2}{R_1}$

Or G_d est en première approximation fonction de la fréquence de la forme

$$G_d = \frac{G_0}{1 + \tau p}$$

τ = constante de temps de l'amplificateur.

$F_1 = \frac{1}{2\pi\tau}$ étant la fréquence de cassure.

G_o étant le gain en continu

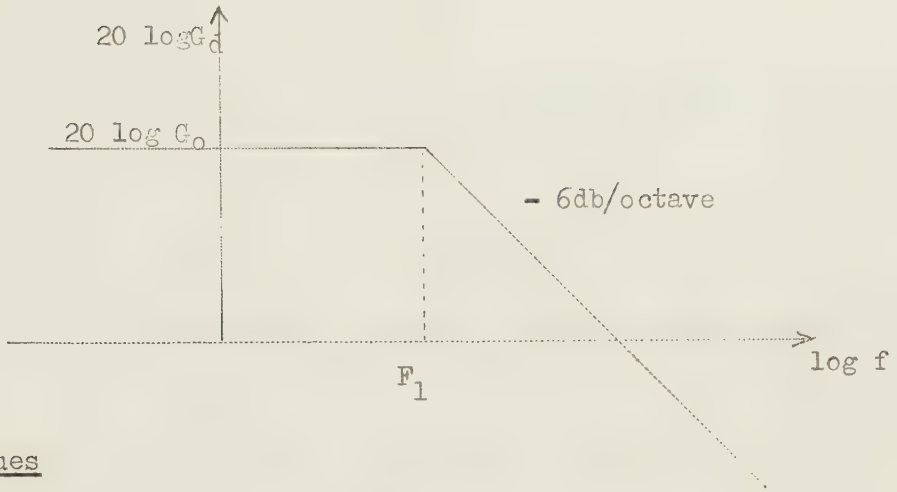


Figure 39

valeurs numériques

Dans le multiplieur $\frac{R_2}{R_1}$ a pour valeur maximum 10. Le constructeur des amplificateurs opérationnels donne $G_0 = 50.000$, et la fréquence de cassure : 1.000 Hz environ.

Donc l'erreur ne sera plus négligeable pour des fréquences supérieures à 10 ou 20 KHz .

7,22 - Cas du montage différentiel. (24)

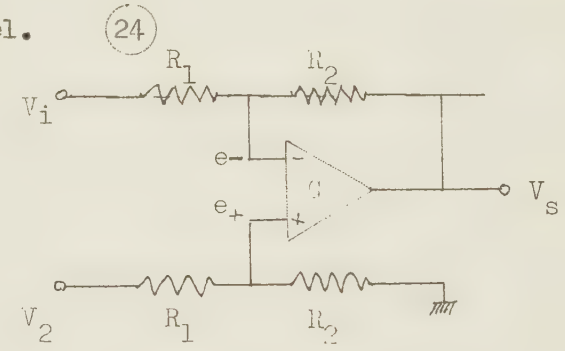


Figure 40

$$e_- = \frac{V_1 R_2 + V_s R_1}{R_1 + R_2}$$

$$e_+ = \frac{V_2 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_s = G_d (e_+ - e_-) + G_c \left(\frac{e_+ + e_-}{2}\right)$$

$$V_s = \frac{(V_2 - V_1)\frac{R_2}{R_1} + \frac{G_c}{G_d}\frac{V_2 V_1}{2}\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{G_d}\frac{R_1 + R_2}{R_2}}$$

Deux termes de l'expression précédente sont modifiés lorsque la fréquence augmente :

. la quantité $\frac{1}{G_d} \quad \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ n'est plus négligeable.

On retrouve le même inconvénient que pour l'amplificateur inverseur.

. la quantité $\frac{G_d}{G_c}$ appelée rapport de rejection en mode commun (RRMC) diminue. En effet les courbes de variations de G_c G_d et du RRMC sont les suivantes (valeurs typiques).

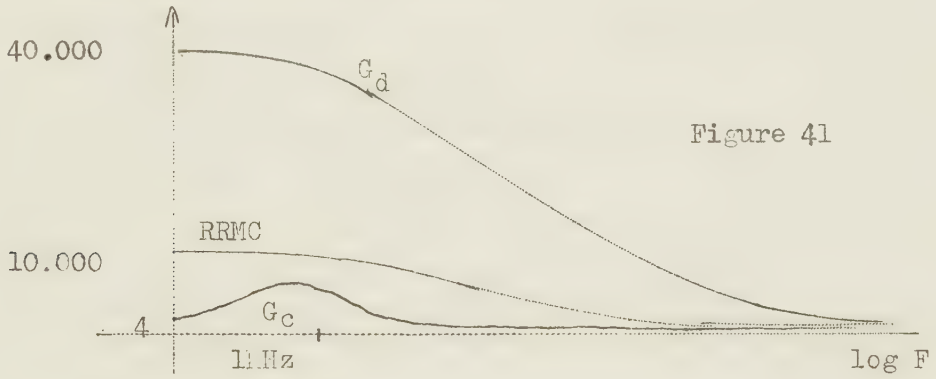


Figure 41

La précision du multiplieur dépend de la qualité des amplificateurs opérationnels, pour les fréquences élevées.

7,3 - Limitation d'amplitude des amplificateurs opérationnels. (25)

Pour des tensions continues ou lentement variables de fréquence inférieure à 100 Hz par exemple, l'amplitude maximum que peut délivrer un amplificateur opérationnel est généralement comprise entre plus et moins dix volts lorsque la tension d'alimentation est de plus et moins quinze volts.

Pratiquement il existe une légère marge de dépassement autorisée par le constructeur qui permet une excursion crête à crête de l'ordre de vingt deux volts.

Lorsque la fréquence du signal augmente, l'amplitude maximum de la tension de sortie se trouve limitée à une valeur inférieure à celle utilisable

aux fréquences basses, sous peine de distorsion non linéaire très importante.

En effet la vitesse de variation de la tension de sortie est limitée par construction à une certaine valeur k appelée "vitesse de balayage maximum" (limitation assez semblable à celle de la vitesse de réponse des enregistreurs potentiométriques).

$$k = \left| \frac{\Delta V}{\Delta t} \right| \quad \text{en Volt par unité de temps.}$$

Cette limitation de vitesse k est différente, en général, pour les valeurs positives et négatives de la variation ΔV de la tension de sortie. Seule la plus faible des deux valeurs de k est importante car c'est elle qui limitera les possibilités d'utilisation.

Expérimentalement cette limitation a été mise en évidence pour des signaux carrés et sinusoïdaux (figure 42).

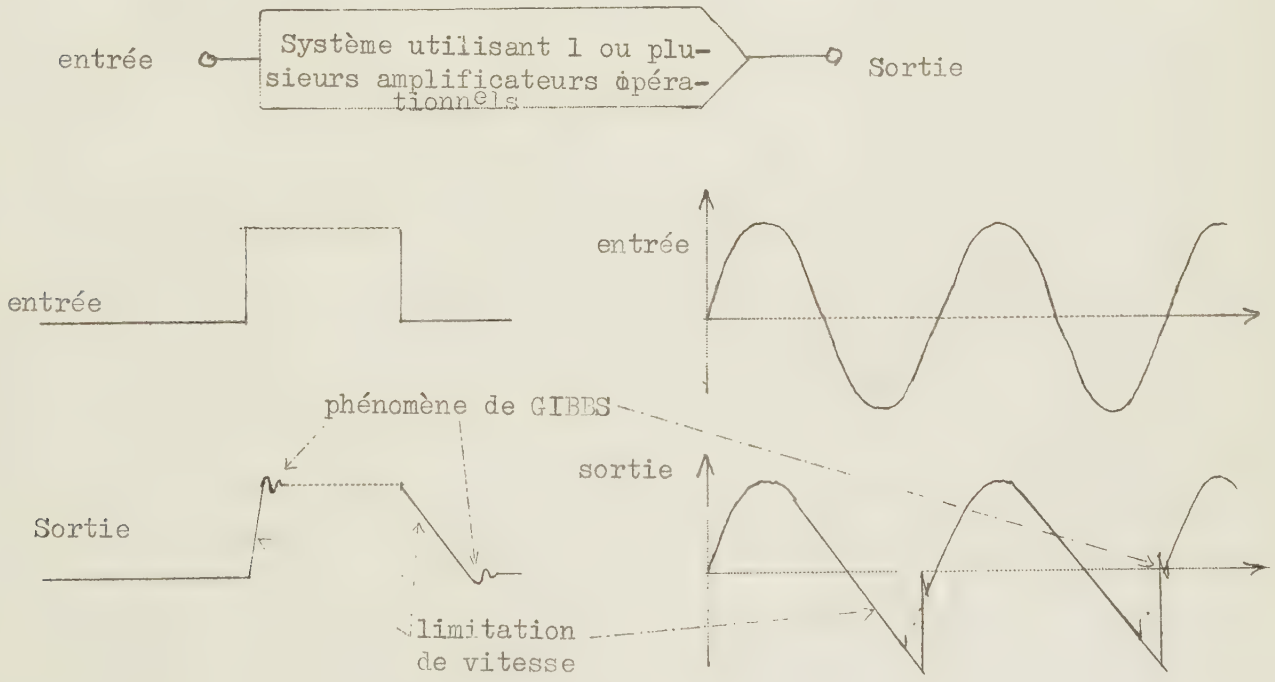


Figure 42

Soit un signal sinusoïdal

$$V_s = V \sin \omega t \quad \text{où} \quad \begin{cases} V & \text{amplitude maximum} \\ \dfrac{\omega}{2\pi} = F & = \text{fréquence du signal} \end{cases}$$

représentant la sortie d'un système analogue à celui de la figure 42.

Supposons le module de $\frac{\Delta V_s}{\Delta t}$ plus grand pour les variations négatives de la tension de sortie (cas usuel) que pour les variations positives.

Pour que le signal ne soit pas déformé il faut que :

$$\left| \left(\frac{\Delta v_s}{\Delta t} \right)_{Max} \right| \leqslant k$$

or $\dfrac{\Delta v_s}{\Delta t} = \omega V \cos \omega t$

$$\left| \left(\frac{\Delta v_s}{\Delta t} \right)_{Max} \right| = \omega V$$

$$\omega V_s \leqslant k$$

d'où $V_s \leqslant \dfrac{k}{2 \pi F}$

Ceci montre qu'indépendamment de la limitation de la bande passante du côté des fréquences élevées (7,22), l'amplificateur opérationnel voit ses possibilités limitées pour la raison que nous venons d'exposer et qui concerne l'amplitude du signal de sortie.

Plus le signal est de fréquence élevée, plus on doit chercher à ne lui donner qu'une amplitude de sortie faible, sinon on aurait une distorsion très importante.

Cette limitation intervient en général avant celle due à la bande passante classique. Pour un amplificateur type 809CE, elle est représentée à la figure 43.

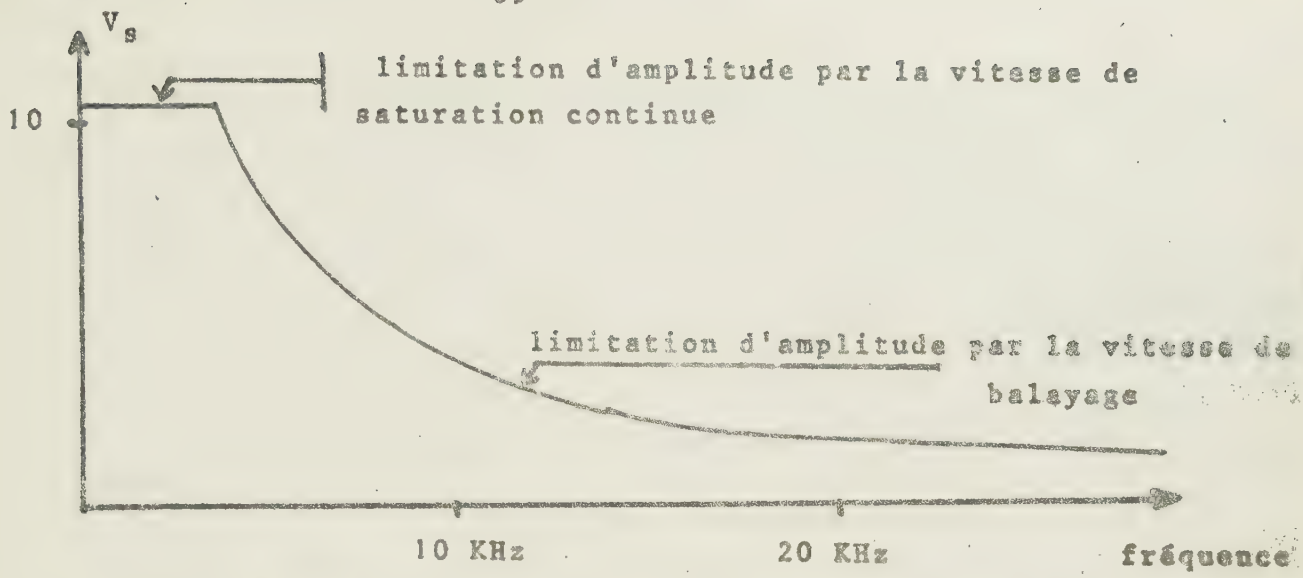


figure 43 - Valeur crête maximum que peut avoir à la sortie un signal sinusoïdal sans distorsion.

7,4 - Réponse en fréquence du multiplieur.

7,41 - En signaux carrés.

Les phénomènes étudiés au paragraphe 8,3 sont mis en évidence sur la photo n° 44.

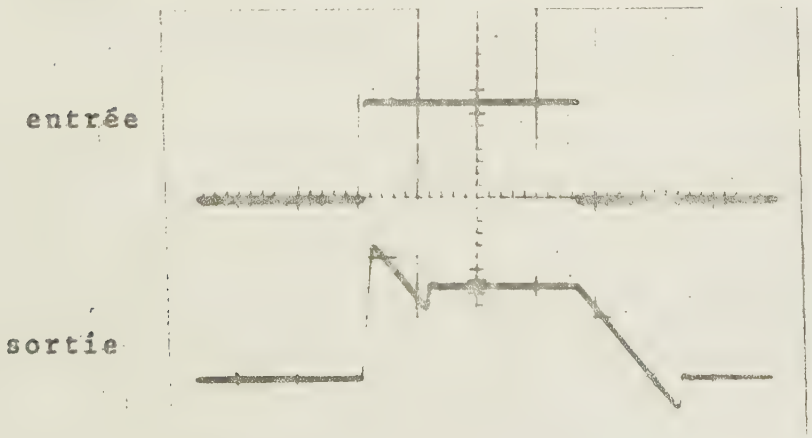


Photo n° 44 tension d'entrée 1 carreau = 5 Volts
Tension de sortie 1 carreau = 5 Volts
vitesse de balayage 20 µS/cm

L'entrée U du multiplieur est attaquée par une tension continue égale à + 10 Volts, l'autre entrée V est attaquée par une tension carrée dont le temps de montée est négligeable (inférieur à 100 ns). Le montage électronique du multiplieur étant symétrique, les temps de montée et de descente de la tension de sortie sont formés par des segments de droite dont la pente correspond aux différentes limitations de vitesse des amplificateurs opérationnels.

Dans la suite de l'exposé, nous supposerons toujours que les amplitudes des signaux sont adaptées à leur fréquence pour éviter la limitation de vitesse.

7,42 - En signaux sinusoïdaux.

L'étude de la précision dynamique est assez délicate, les erreurs de multiplication se traduisant par l'introduction d'une distorsion non linéaire.

Pour étudier le multiplieur en régime dynamique nous avons effectué deux séries de tests.

7,421 - Etude du multiplieur en tant qu'atténuateur.

Dans ce cas une des entrées est attaquée par une tension continue, l'autre par une tensiom sinusoïdale.

Mesure du déphasage (la condition du paragraphe 7,41 étant réalisée)

200Hz	400Hz	700Hz	1KHz	2KHz	4KHz	7KHz	10KHz	17KHz	Fréquence
0,1°	0,09°	0,10°	0,11°	0,09°	0,12°	0,12°	0,15°	0,2°	φ { V est continu, U est variable
0,08°	0,08°	0,08°	0,11°	0,11°	0,12°	0,12°	0,10°	0,06°	φ { V est variable, U est continu

Les mesures de déphasage entre la sortie W et l'entrée ont été faites avec un phasemètre différentiel ADYU Type 202. Il permet de mesurer des déphasages avec 1° pleine échelle, la sensibilité minimale étant de 0,1 degré. Les valeurs mesurées étant de cet ordre de grandeur, la seule conclusion qu'il

est possible de tirer est celle-ci : le déphasage du multiplieur est en général inférieur à 0,2° jusqu'à une fréquence de 17 KHz.

Dans la mesure où le multiplieur peut être considéré comme un système à déphasage minimum, nous avons la relation

$$G = \frac{G_0}{\sqrt{1+tg^2\varphi}} \qquad \begin{cases} G \text{ est le gain} & G = \frac{W}{U \text{ ou } V} \\ \varphi \text{ est la phase} \end{cases}$$

$$\frac{G}{G_0} \simeq 1 - \frac{\varphi^2}{2} \quad \text{avec } \varphi \text{ exprimé en radian}$$

$$\therefore \frac{G-G_0}{G_0} \simeq -\frac{\varphi^2}{2} \simeq -10^{-5}$$

Cette expression de l'erreur ΔG doit être acceptée sous toutes réserves ; car elle ne fait intervenir que l'influence de la bande passante des amplificateurs, sur le gain du multiplieur en fonction de la fréquence.

Mesure de la distorsion non linéaire.

Le taux de distorsion a été mesuré dans les mêmes conditions que précédemment. La mesure a été réalisée avec un amplificateur synchrone.

Le montage est le suivant.

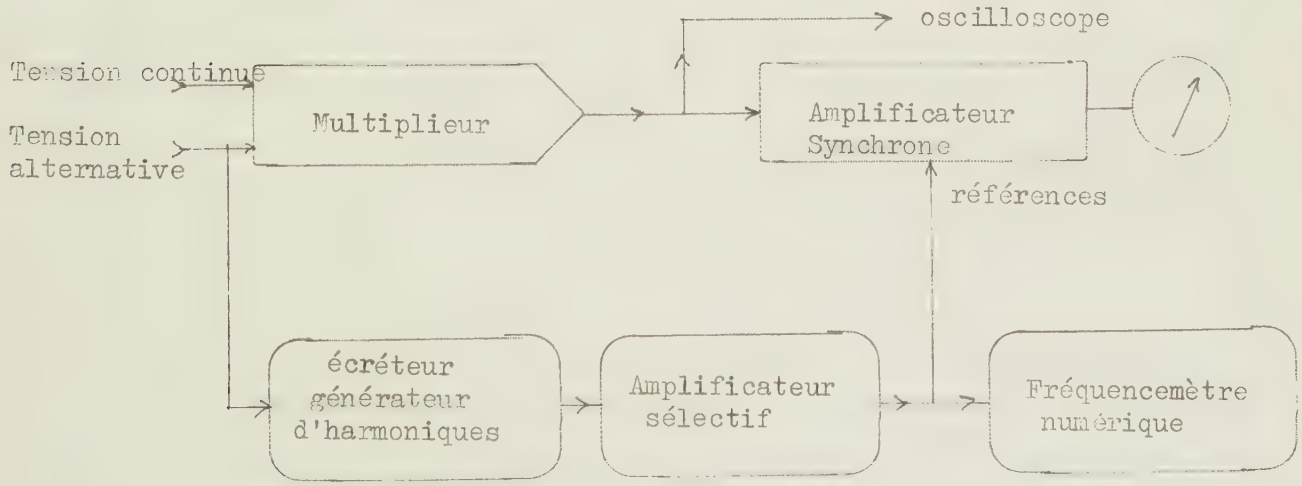


Figure 45

La tension de sortie est examinée à l'oscilloscope pour déceler et éviter toute saturation due au multiplieur ou à l'amplificateur synchrone.

Les fréquences de références appliquées à l'amplificateur synchrone sont obtenues à partir de la tension alternative d'entrée grâce à un écreteur qui sert de générateur d'harmoniques et à un amplificateur sélectif qui sélectionne l'harmonique désirée. La fréquence de celle-ci est alors contrôlée avec un fréquencemètre numérique.

Résultats

Signal d'entrée 1 KHz amplitude 7 V eff.
Signal de sortie 1 KHz amplitude 1 V eff.

numéro de l'harmonique	n°1	n°2	n°3	
Taux d'	0,33 %	0,56 %	0,53 %	V est continu U est variable
Harmonique	0,13 %	0,6 %	0,04 %	V est variable U est continu

Signal d'entrée 10KHz amplitude 2 V eff.
Signal de sortie 10KHz amplitude 1 V eff.

numéro de l'harmonique	n°1	n°2	n°3	
Taux d'	2,5 %	4,4 %	0,6 %	V est continu U est variable
Harmonique	2 %	0,6 %	0,6 %	V est variable U est continu

7,422 - Etude du Multiplieur en tant que modulateur.

Un multiplieur effectuant par définition le produit de deux variables peut être utilisé en tant que modulateur avec suppression de porteuse. Dans ce cas, un multiplieur parfait donne, de deux signaux de fréquences F_1 et F_2 la somme de deux autres signaux de fréquences $F_1 - F_2$ et $F_1 + F_2$ et unique-

ment cette somme. Le contrôle du multiplieur va donc consister à effectuer le produit de deux signaux de fréquences différentes et à analyser le spectre de fréquence du signal de sortie. Ne disposant pas d'analyseur de spectre, nous avons simplement recherché avec un amplificateur synchrone s'il restait dans le produit des traces des fréquences des signaux appliqués.

V = 5,3 V eff. à 6998 Hz

U = 4,25 V eff. à 3024 Hz

$W = \frac{UV}{10}$ = 3,1 V eff.

Fréquence F	F_1=6998Hz	F_2=3024Hz	F_1-F_2=3974Hz	F_1+F_2=6998Hz
Pourcentage de F dans le signal de sortie W	0,05 %	0,05 %	50 %	50 %

Dans le cas où $F_1 = F_2$ un multiplieur parfait devient un élévateur au carré, le signal de sortie W ne doit comprendre qu'une composante continue et un signal à la fréquence 2 F (voir paragraphe 3,5).

$V = U$ = 4,5 V eff. à 5.000 Hz

$W = \frac{UV}{10}$ = 1,4 V eff. à 10.000 Hz.

Fréquence	5.000 Hz	10.000 Hz	15.000 Hz	20.000 Hz
Pourcentage dans le signal de sortie W	0,65 %	100 %	0,2 %	0,1 %

$V = U$ = 2 V eff à 10 KHz

$W = \frac{UV}{10}$ = 0,28 V eff à 20 KHz

Fréquence F	10 KHz	20 KHz	30 KHz	40 KHz
Pourcentage de F dans le signal de sortie W	0,5 %	100 %	0,35 %	0,13 %

De ces mesures, nous pouvons conclure que notre multiplieur fonctionne très correctement. Sa courbe de réponse en fréquence est assez plate mais non chiffrable [illegible] (son écart avec une horizontale n'est pas mesurable) tant que l'on n'atteint pas la limitation de balayage des amplificateurs opérationnels (§ 7 . - 3).

7,5 - Conclusion.

Pour rattacher les différents taux d'harmoniques mesurés aux résultats obtenus en précision statique il faudrait disposer d'un générateur basse fréquence parfait ayant un taux de distorsion très faible. Celui du générateur utilisé pour ce travail était de 0,1 % . Aussi nos résultats sont entachés d' erreur par ce taux d'harmonique parasite. Il n'a pas été possible de chiffrer son influence. Notons cependant que le résultat global est assez bon puisque les taux d'harmoniques mesurés sont inférieurs à 0,5 % dans la majorité des cas.

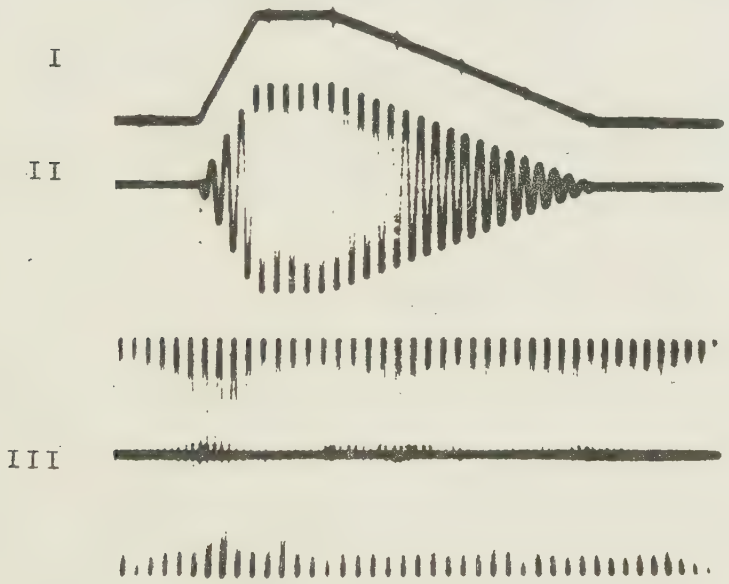
Pour remédier aux difficultés provoquées par la limitation de vitesse des amplificateurs opérationnels (paragraphe 8,3), il est possible d'utiliser des amplificateurs opérationnels dont la vitesse de balayage soit plus élevée (leur bande passante au sens habituel du terme est aussi plus élevée).

Pour observer une amélioration du multiplieur il est nécessaire de remplacer en priorité les amplificateurs qui sont utilisés avec le maximum d' excursion de la tension de sortie. Avec deux amplificateurs opérationnels 805CE placés respectivement dans l'étage inverseur et dans l'étage différentiel de sortie il est possible d'obtenir le maximum d'excursion de la tension de sortie jusqu'à une fréquence de 20 KHz (Rappelons que celle-ci était de 3,5 KHz précédemment).

Le remplacement de tous les amplificateurs opérationnels apporterait certainement une amélioration vers les fréquences plus élevées.

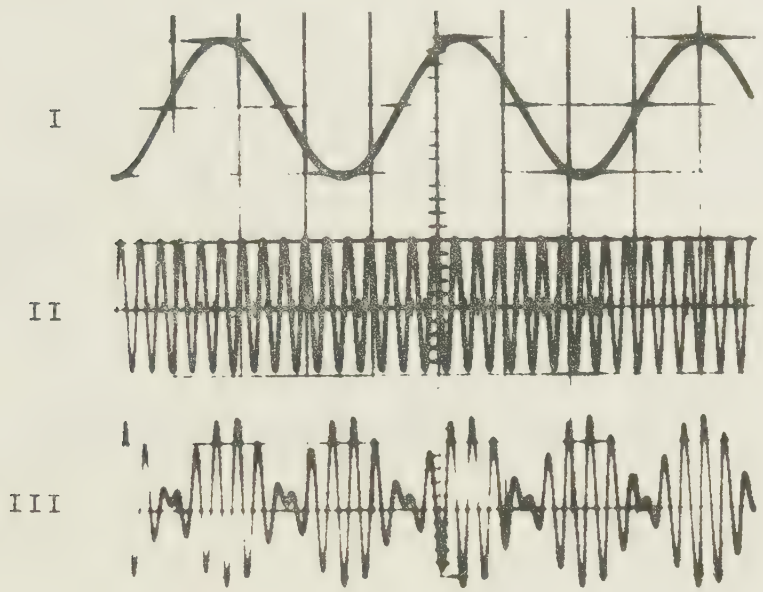
8 - APPLICATION DU MULTIPLIEUR EN CALCUL ANALOGIQUE ET REGULATION

La multiplication permet de moduler une porteuse par un autre signal analogique pour l'introduire par exemple dans un système travaillant avec une porteuse. La photo 46 représente la modulation d'une sinusoïde par un signal triangulaire.



I signal de modulation (5 Volt /cm)
III "porteuse" à 2 KHz (5 Volt /cm)
II Signal modulé (5 Volt /cm)
en abscisse 2 ms par cm.

La photo 47 représente la modulation avec suppression de porteuse.



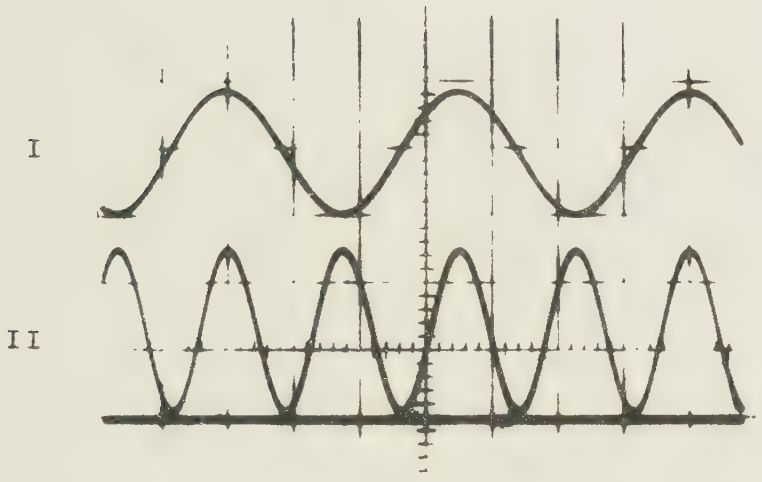
I signal à 500 Hz (5 Volt/cm)
II "porteuse" à 5,8 KHz (5 Volt/cm)
III signal modulé (2 Volt/cm)

en abscisse 0,5 ms par cm.

Il est en outre possible de réaliser, à partir d'un multiplieur, bien d'autres fonctions analogiques.

8,1 - Elévation au carré et aux puissances successives.

L'élévation au carré consiste à réunir ensemble les deux entrées du multiplieur ; le résultat est alors celui de la photo 48.



I Signal d'entrée à 500 Hz (5 Volt/cm)
II Signal de sortie à 1 000 Hz (1 Volt/cm)
en abscisse 0,5 ms par cm.

Notons que le signal de sortie est essentiellement positif, le niveau zéro étant repéré par la ligne noire horizontale.

En utilisant d'autres multiplieurs, il est possible, à partir du signal x, de réaliser x^2 x^3 x^4..... et donc de faire l'approximation par un développement limité de n'importe quelle fonction.

L'erreur introduite par l'élévation au carré est du même ordre de grandeur que celle de la multiplication. La figure 49 représente l'évolution de

$$\Delta = \frac{U^2}{10} \text{ mesurée} - \frac{U^2}{10} \text{ calculée}$$

en fonction de la température.

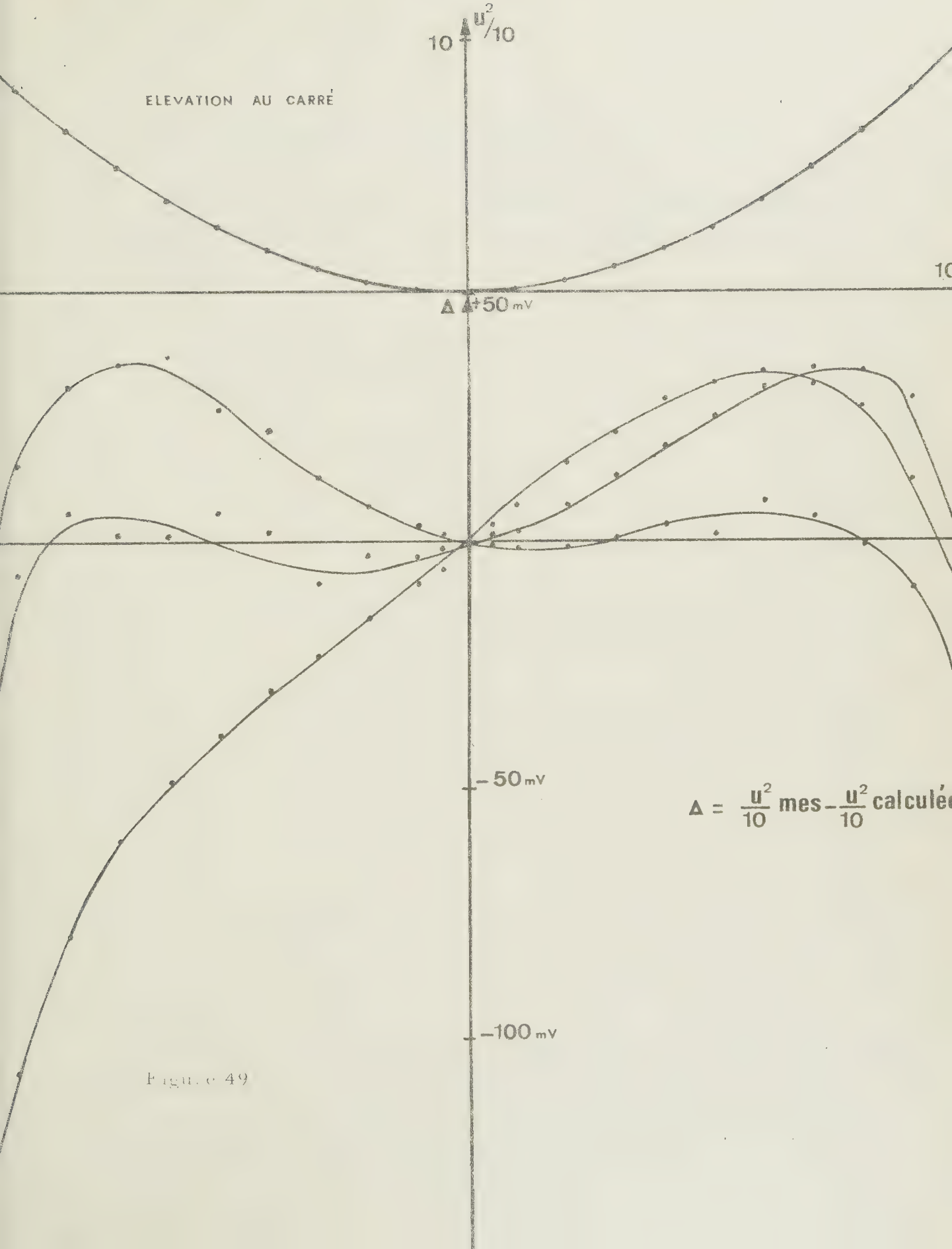

ELEVATION AU CARRÉ
10
$u^2/10$
10
Δ
+50 mV
−50 mV
−100 mV
$\Delta = \frac{u^2}{10}$ mes $- \frac{u^2}{10}$ calculée

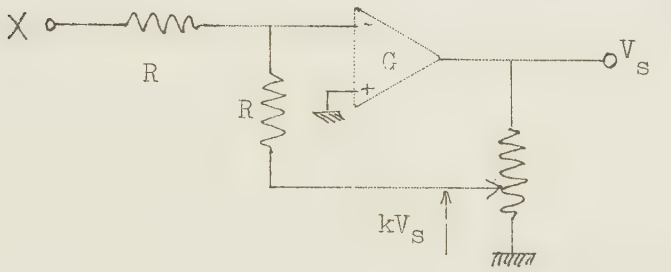
Figure 49

8,2 - Réalisation de fonctions diverses.

Le montage de la figure 50 représente un amplificateur opérationnel utilisant un potentiomètre de bouclage. Dans les conditions habituelles, on peut écrire :

$$X + k V_S = 0$$

$$V_S = -\frac{X}{k} \qquad 0 \leqslant k \leqslant 1$$



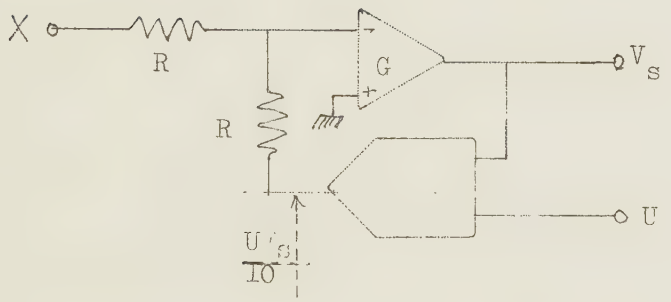


Figure 50

Si l'on remplace le potentiomètre par un multiplieur on a :

$$X + \frac{U V_S}{10} = 0$$

$$\text{d'où } V_S = -\frac{10 X}{U}$$

l'opérateur réalisé est un diviseur analogique ; la condition de stabilité est que U soit essentiellement positif.

En effet si U est négatif, on provoque une réaction positive au lieu d'une contreréaction car le coefficient k change de signe.

Si U devait être négatif, il faudrait utiliser l'amplificateur opérationnel en échangeant les deux entrées différentielles.

Reprenons le dispositif de la figure 50 et faisons $U = V_s$

Dans ce cas

$$X + \frac{V_s^2}{10} = 0$$

$$V_s = \sqrt{-10\,X} \qquad \text{avec X essentiellement négatif.}$$

On réalise ainsi un extracteur de racine carrée.

8,3 - Réalisations pratiques.

Il est possible de réunir en un seul montage les différentes opérations : produit, élévation au carré, division, extracteur de racine carrée. On utilise alors un commutateur à 6 positions, 6 circuits (visible sur la photo 52). Le changement de signe - est réalisé en remarquant (figure 20) qu'il suffit de croiser les deux résistances R'_4 et R''_4 pour inverser le signe du coefficient de multiplication.

Un amplificateur ayant un gain positif (1 - 10 - 100) a été ajouté afin de pouvoir utiliser un signal trop faible pour l'appliquer directement aux entrées du multiplieur (paragraphe 9,4).

9 - CARACTERISTIQUES EXTERNES DU MULTIPLIEUR.

Afin de ne pas perturber le fonctionnement du multiplieur et d'adapter ses entrées aux sources de signaux U et V et la sortie aux appareils utilisateurs, calculons les impédances qui interviennent.

9,1 - Impédance d'entrée.

Les deux entrées étant de constitution différente, leurs impédances doivent être calculées séparément.

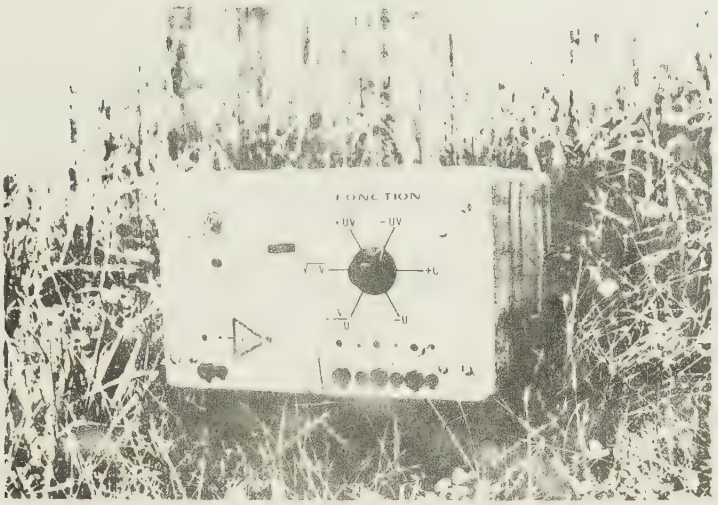


Photo 51

Vue de l'extérieur
de la maquette

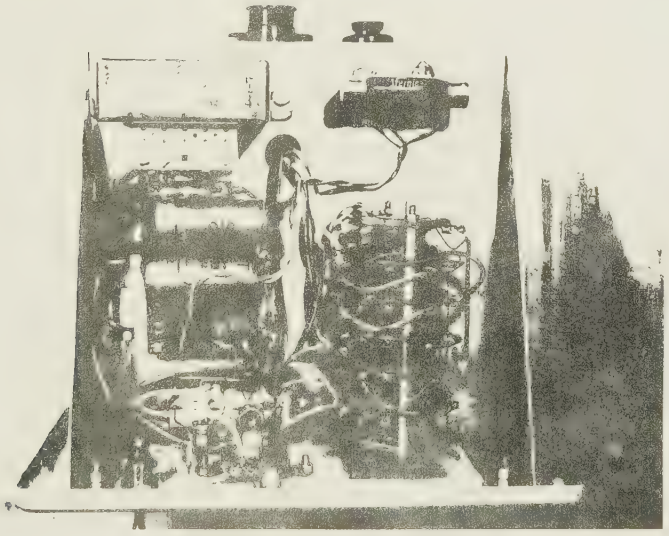


Photo 52

Vue supérieure
de la maquette

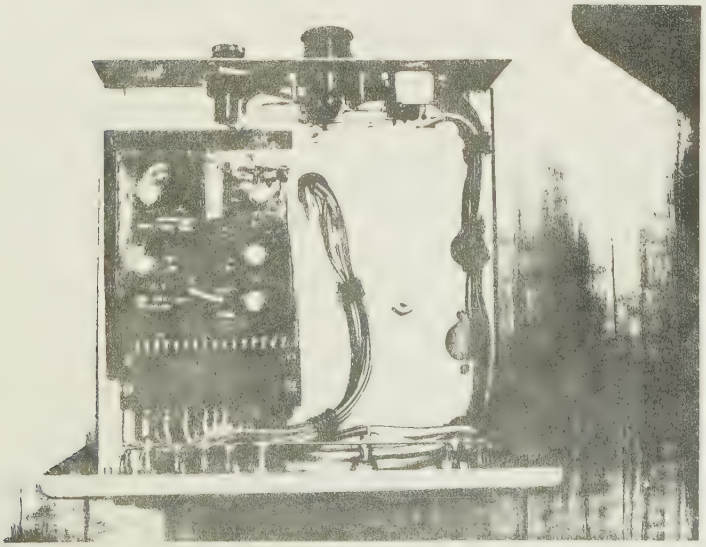


Photo 53

Vue inférieure
de la maquette

9,11 - Impédance d'entrée sur V

V est appliqué à l'entrée de l'amplificateur opérationnel atténuateur et correcteur de température. Son impédance d'entrée est donc :

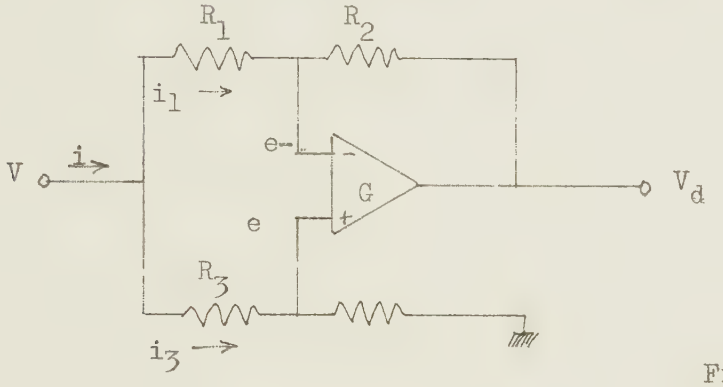


Figure 54

$$Z_V = \frac{V}{i} = \frac{V}{i_1 + i_3} \qquad i_3 = \frac{V}{R_3 + \rho}$$

$$i_1 = \frac{V - e_-}{R_1} \qquad e_- \simeq e_+ = \frac{V\rho}{R_3 + \rho}$$

$$\frac{1}{Z_V} = \frac{1 - \frac{\rho}{R_3 + \rho}}{R_1} + \frac{1}{R_3 + \rho}$$

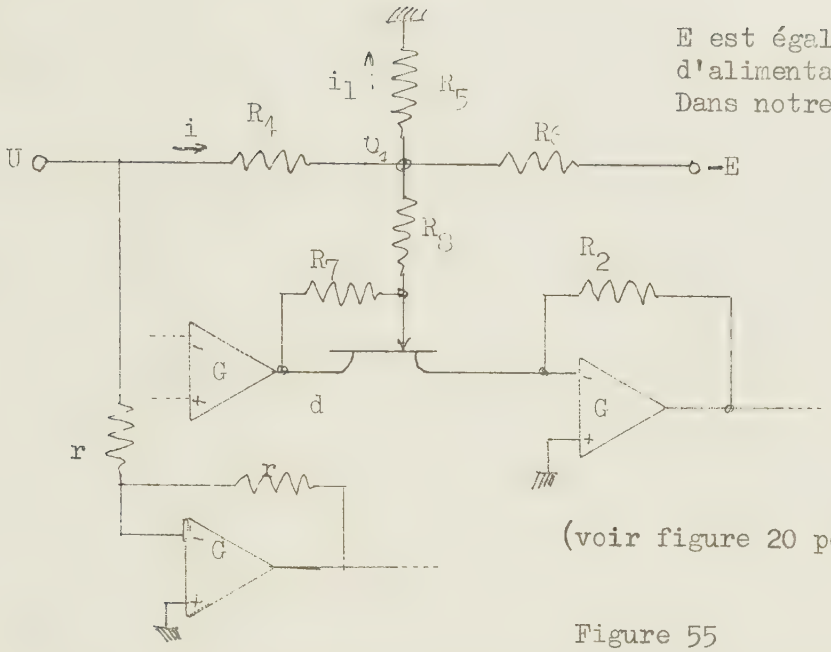
$$\frac{1}{Z_V} = \frac{R_1 (R_3 + \rho)}{R_3 + R_1}$$

Valeur numérique $R_3 = 15\ k\Omega$
$\rho = 0{,}4\ k\Omega$
$R_2 = 1{,}5\ k\Omega$
$R_1 = 115\ k\Omega$

$Z_V \simeq 13{,}6\ K\Omega$

9,12 - Impédance d'entrée sur U.

L'entrée U correspond à l'attaque de la grille du transistor à effet de champ. Le circuit est le suivant .



E est égale à la tension d'alimentation du montage. Dans notre cas E = 15 Volts

(voir figure 20 pour plus de détails)

Figure 55

Nous supposerons que l'influence de R_7 et R_8 est négligeable, c'est à dire que l'impédance du circuit formé par les résistances R_4 R_5 R_6 est petite par rapport à celle du circuit R_7 R_8 .

L'impédance d'entrée Z_U est formée par l'impédance équivalente du circuit de la figure 55 en parallèle avec l'impédance d'entrée r dans l'amplificateur opérationnel inverseur de la figure 20.

$$\frac{1}{Z_U} = \frac{1}{r} + \frac{i}{U}$$

$$i = \frac{U - U_1}{R_4} \qquad U_1 = U - R_4 i \qquad i_1 = \frac{U_1}{R_5}$$

$$U_1 + E = R_6 (i - i_1)$$

d'où

$$U - i \left[\frac{R_6}{1 + \frac{R_6}{R_5}} + R_4 \right] = - \frac{E}{1 + \frac{R_6}{R_5}}$$

l'entrée du circuit de la figure 55 se comporte donc comme une impédance égale à $R_4 + \frac{R_5 \; R_6}{R_5 + R_6}$ en série avec une source de tension négative égale $- \frac{ER_5}{R_5 + R_6}$

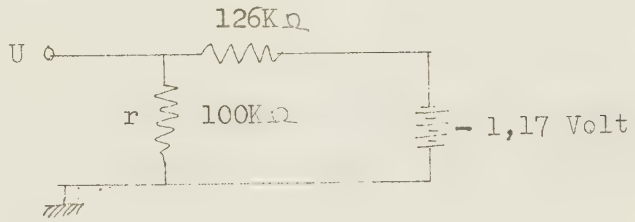
Valeur numérique

$R_5 = 6{,}8$ KΩ $\qquad$ E = 15 Volts

$R_6 = 82$ KΩ

$R_4 = 120$ KΩ

Schéma équivalent



Il est préférable de ne pas inclure l'impédance r avec le reste du circuit, les deux montages ayant des raisons d'être différentes.

9,2 - Impédance de sortie.

L'impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte est de l'ordre de R = 300 ohms.

donc $Z_s = \frac{R}{1 + \frac{GR_1}{R_1 + R_2}}$ $\qquad$ G > 0

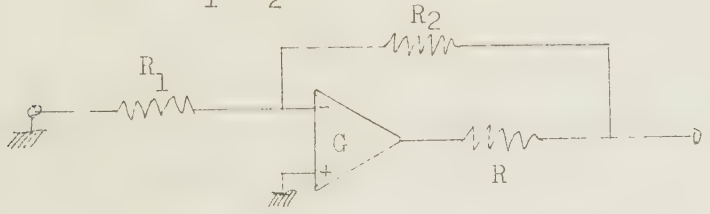


Figure 57

Valeur numérique

$R_1 = 10\ K\Omega$

$R_2 = 40\ K\Omega$

$G = 30.000$ $\qquad Z_s = \dfrac{300}{1 + \dfrac{30.000 \times 10}{50}} = 5\ 10^{-2}\ \Omega$

Le courant maximum délivré par le multiplieur étant de 1mA en tenant compte du courant consommé par le circuit de contreréaction, l'erreur due aux circuits extérieurs est donc inférieur à :

$\Delta V_s = Z_s \Delta I = 5\ 10^{-2} \times 10^{-3} \simeq 5\ 10^{-5}$ Volt et est donc négligeable.

9,3 - Alimentation en courant continu.

Chaque amplificateur 809CE demande 5mA sur chacune de ses alimentations positive et négative, la consommation globale est donc de 25 mA d'où avec une alimentation de 30 Volts une puissance de :

$W = 30 \times 25\ 10^{-3} = 0,75$ Watt.

Cette puissance est prise sur l'alimentation de la calculatrice analogique. Pour un usage autonome, elle peut être donnée par une simple alimentation stabilisée par diodes Zener (figure 58).

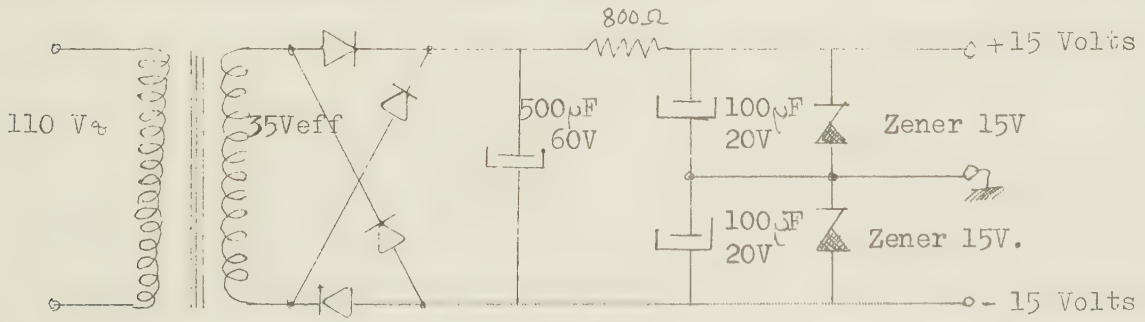


Figure 58

Pour d'autres tensions de sortie il est sans doute possible de réaliser un multiplieur fonctionnant sur le même principe mais avec des tensions d'alimentation plus faibles ou plus élevées.

9,4 - Bruit.

Dans une bande de fréquence de 0 à 30 KHz, le bruit à la sortie est inférieur à 5mV et dépend du soin que l'on a pris pour le découplage des tensions d'alimentation et des blindages. Remarquons que ce bruit est très inférieur aux tensions parasites qui proviennent des imperfections du multiplieur (inférieur à 50mV). C'est pour cela qu'il est conseillé d'amplifier suffisamment les signaux à multiplier pour les amener dans une gamme de bon fonctionnement de l'appareil.

9,5 - Fiabilité.

Un nombre assez réduit (huit) de prototypes ont été réalisés et aucune panne n'a été enregistrée en quatre cents heures de fonctionnement, ce qui n'est guère significatif. Dans sa version en circuit imprimé le multiplieur comprend

5 amplificateurs en circuits intégrés.
2 potentiomètres ajustables.
5 capacités céramiques.
2 transistors à effet de champ double.
40 résistances à couche.
1 connecteur.

Ces composants sont reliés par 160 soudures.
Il est possible d'estimer un taux de fiabilité en utilisant l'expérience acquise sur des matériels similaires. Cependant la réalisation en circuit intégré hybride ou monolithique permet d'envisager des taux de fiabilité du même ordre de grandeur que ceux obtenus avec les circuits analogiques en circuit intégré.

En utilisant des données fournies par l'expérience de constructeur (23) de composants et d'ensemble électronique on peut estimer les taux de défaillance :

Résistance "couche de carbone"	$\lambda = 0{,}0005 \ 10^{-6}$ heure
Potentiomètre ajustable	$\lambda = 0{,}84 \ 10^{-6}$ heure
Capacité céramique	$\lambda = 0{,}75 \ 10^{-6}$ heure
Transistor à effet de champ	$\lambda = 1{,}62 \ 10^{-6}$ heure
Soudure	$\lambda = 0{,}0016 \ 10^{-6}$ heure

λ est le pourcentage de défaillance d'un composant par heure.

Nous utilisons 40 résistances au carbone dont le λ est de l'ordre de 5×10^{-10}. Au bout de 1.000 heures de fonctionnement le nombre N de résistances hors d'état de marche sera approximativement

$N = \lambda$ x (Nombre de résistances) x (Nombre d'heures de fonctionnement)

d'où

$$N = 5 \ 10^{-10} \times 40 \times 1{,}000 = 2 \ 10^{-5} \text{ composant.}$$

Ces calculs ne sont évidemment valables que sur un très grand nombre de composants utilisés pendant très longtemps.

Dans notre cas, en supposant que la destruction d'un composant entraîne le non fonctionnement du multiplieur nous aurons

$$\lambda_{\text{multiplieur}} = \sum n \lambda_m$$

$\left\{ \begin{array}{l} n \text{ étant le nombre de composants appelé m} \\ \lambda_m \text{ étant le taux de fiabilité des composants m.} \end{array} \right.$

la sommation portant sur toutes les sortes de composants,

d'où $\lambda_{\text{multiplieur}} = 9 \ 10^{-6}$ heures.

Donc un lot de 100 multiplieurs fonctionnant pendant 1.000 heures présentera une défaillance.

Remarque :

- Le taux de fiabilité des circuits intégrés n'a pas été utilisé car de valeur inconnue, mais certainement faible.
- Les valeurs numériques sont sans doute sujettes à contestation par suite de l'évolution constante des fabrications.

10 - APPLICATIONS DIVERSES.

Les possibilités d'emploi d'un multiplieur analogique sont très grandes. Nous allons étudier quelques exemples qui ont été réalisés au laboratoire.

10,1 - Calcul analogique.

La précision du multiplieur est suffisante pour pouvoir être utilisée dans un système de calcul analogique. La photo 59 montre le tiroir comprenant quatre multiplieurs qui font partie d'une calculatrice analogique d'enseignement réalisée au laboratoire. Il est ainsi possible de calculer des équations du second ordre à coefficient variable par exemple.

10,2 - Alimentation stabilisée.

Il est parfois nécessaire de disposer d'une alimentation régulée en puissance. Un exemple d'application peut être trouvé dans la régulation de température d'un filament de tungstène porté à haute température dont la résistance varie en fonction de réactions chimiques. La loi liant la température du filament à la puissance électrique dissipée étant connue, une alimentation régulée en puissance maintient parfaitement constante la température du filament. Le schéma de principe est donné figure 60.

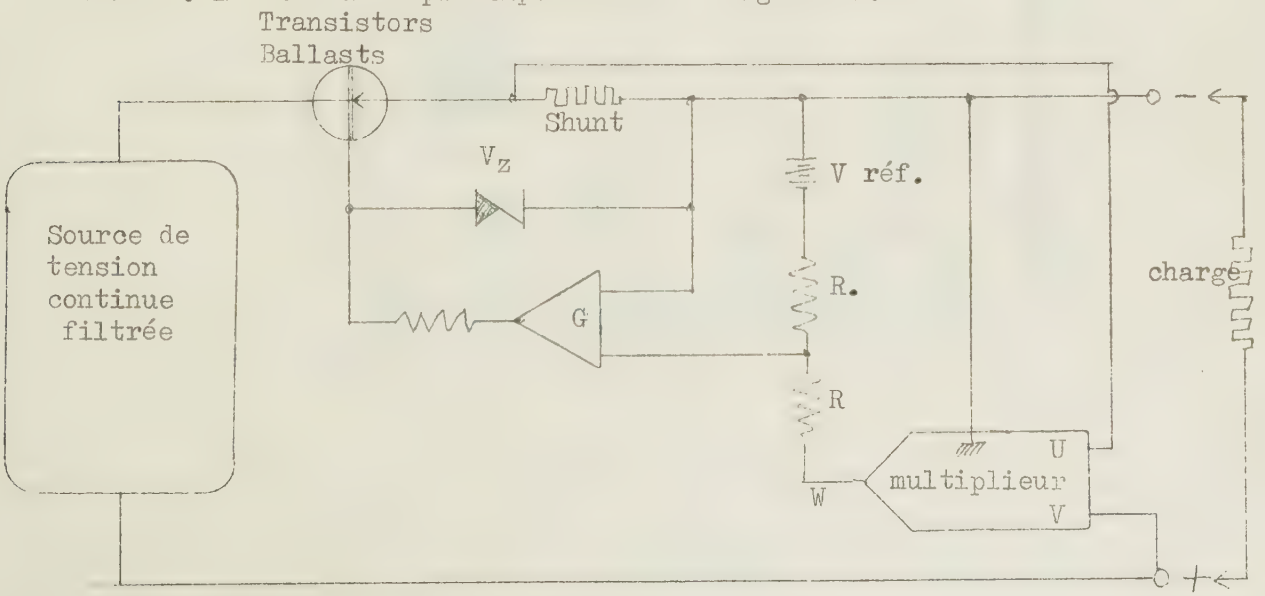
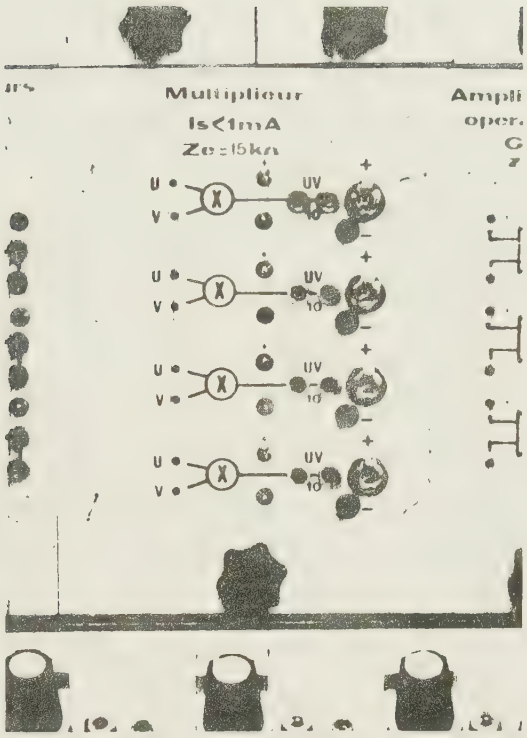
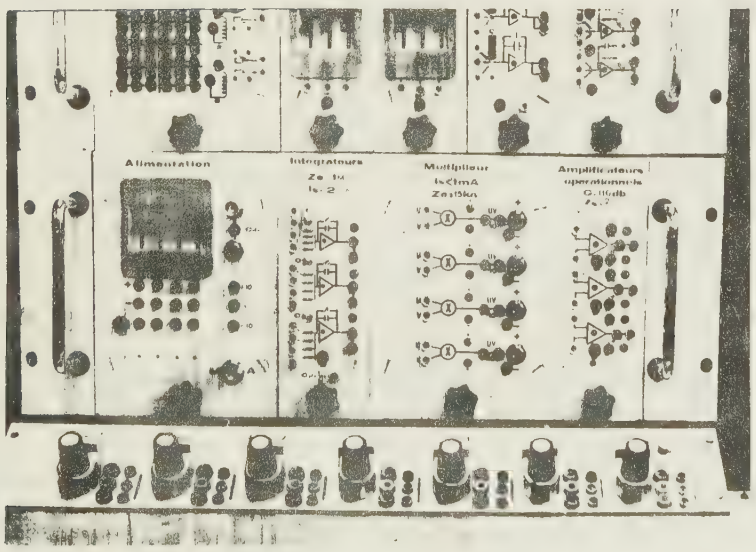


Figure 60



Multiplieur analogique



Calculatrice analogique

FIGURE 59

Le schéma de base est une alimentation régulée en tension à caractéristique rectangulaire de sortie. La régulation de tension est faite par un amplificateur opérationnel qui additionne la tension de référence et la tension de sortie. L'erreur amplifiée commande un ou plusieurs transistors ballasts. Une diode Zener V_2 limite la tension entre la base du transistor ballast et l'extrémité du shunt. Lorsque la diode est conductrice, l'alimentation est régulée en courant.

En lui adjoignant le multiplieur, l'alimentation devient régulée en puissance. En effet, l'entrée U reçoit une tension proportionnelle au courant débité. L'entrée V reçoit une tension proportionnelle à la tension de sortie donc W est une tension proportionnelle à la puissance délivrée par l'alimentation. L'amplificateur opérationnel G commande le transistor ballast de telle sorte que :

$$V_{ref} + W = 0$$

La qualité de la régulation dépend de la précision du multiplieur et du gain de l'amplificateur opérationnel. De cette façon il est possible de réguler à 1 % près la puissance dissipée dans une résistance dont la valeur varie du simple au double.

Remarquons que certaines précautions doivent être prises .

- le courant maximum doit être limité (ici par la diode Zener V_2)
- la tension maximum est limitée par la source d'alimentation.
- les transistors ballasts doivent être capables de dissiper la puissance maximale en court circuit (Produit V_{max} I_{max}).
- les tensions U et V doivent être atténuées si leur module peut dépasser 10 Volts.
- il est nécessaire de limiter le gain de l'amplificateur opérationnel afin que le système soit stable.

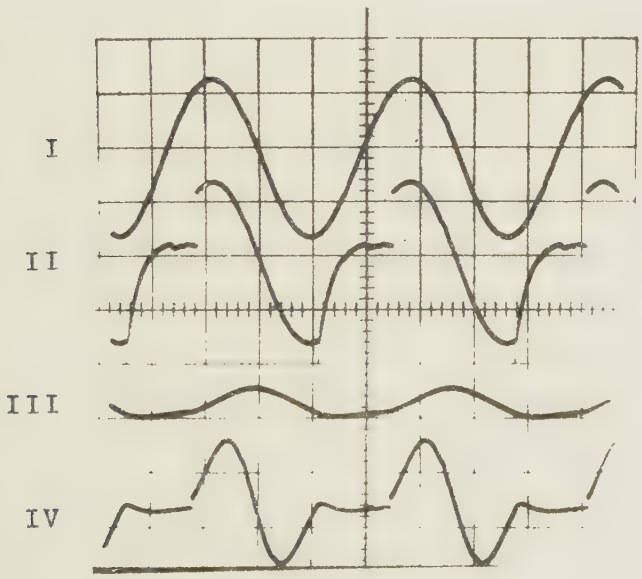
Ce dispositif a été étudié pour une manipulation du Centre de Cinétique physico-chimique du CNRS à VANDOEUVRE.

10,3 - Mesure de puissance.

La puissance moyenne pendant une durée T dissipée dans un circuit quelconque par un courant quelconque est

$$P = \frac{\int_0^T vi\,dt}{T}$$

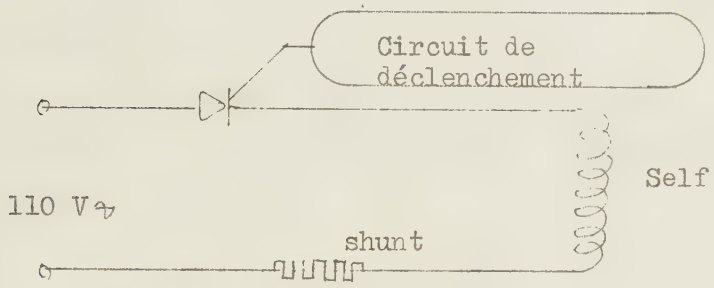
Le multiplieur réalisant le produit vi instantané, il suffit d'intégrer ce produit et de mesurer le résultat par un moyen quelconque, par exemple avec un galvanomètre à cadre mobile à zéro central afin de lire la puissance et son signe. La photo 61 montre les oscillogrammes obtenus.



en abscisse 1 carreau = 5 mS

Photo 61

Aspects des courbes obtenues sur le montage ci-dessous



I tension secteur (1 carreau = 100 Volts)

II tension aux bornes de la self. (1 carreau = 100 Volts)

III courant dans la self mesuré à l'aide du shunt.(1 carreau = 0,4 ampères)

IV produit de la tension par le courant. (1 carreau = 16 W)

Notons que la valeur moyenne de IV est très faible, environ 2 Watts ce qui correspond à une dissipation de puissance active négligeable dans la self.

10,4 - Mesure de phase.

Soit deux signaux $E_1 = A \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$

$E_2 = B \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$

effectuons leur produit

$$W = E_1 E_2 = AB \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$$

$$= \frac{AB}{2} \left\{ \cos \left[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2) \right] - \cos \left[(\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2) \right] \right\}$$

si $\omega_1 = \omega_2$

$$W = \frac{AB}{2} \left[\cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) \right]$$

La tension W est donc formée par un terme de pulsation 2ω qui sera éliminé par un filtre et par un terme proportionnel à cos $(\varphi_1 - \varphi_2)$.

Expérimentalement, ce dispositif est utilisé pour enregistrer les oscillations d'un rotor de machine synchrone couplé sur le réseau. E_1 sera donné par alternateur tachymétrique, E_2 par un transformateur.

Dans ce cas on aura

$$\text{Valeur Moyenne de } W = \frac{AB}{2} \cos (\varphi_1 - \varphi_2)$$

III - CONCLUSION .

En partant de constatation expérimentale et de recherches théoriques d'autres chercheurs, nous avons mis au point un multiplieur analogique qui nous semble original dans sa conception et dans les moyens utilisés pour stabiliser ses performances en fonction de la température. Bien qu'il soit difficile de comparer entre eux des appareils de conception différente, par suite de l'absence de normalisation pour les critères auxquels doivent répondre les multiplieurs analogiques, il semble que le montage réalisé soit concurrentiel avec un matériel d'origine étrangère que l'on peut trouver dans l'industrie.

L'intérêt du montage réside dans le peu d'éléments qu'il utilise. En effet, si tous les composants étaient réalisés en circuits intégrés, ce qui est possible, le circuit du multiplieur tiendrait dans un boîtier Type TO 5 comme un transistor ordinaire. Dans un premier temps, un brevet (16) déposé par le Centre National de la Recherche Scientifique va peut-être permettre d'exploiter cette idée en réalisant le multiplieur en circuit intégré hybride. Les dimensions seraient alors vraisemblablement inférieures à celles d'une boîte d'allumettes.

Pour améliorer encore le multiplieur, il reste à trouver une géométrie de transistor à effet de champ qui permettrait d'une part d'obtenir des caractéristiques de grille très linéaires, et d'autre part admettrait une tension de pincement élevée (10 Volts ou plus) de telle sorte que les tensions drain-source

admissibles soient directement compatibles avec les tensions d'entrée. Ceci permettrait de faire travailler les amplificateurs opérationnels avec un taux de contreréaction plus élevé d'où une augmentation de la stabilité dans le temps du montage.

ANNEXE

12 - Montage définitif et processus de réglage.

12,1 - Schéma.

Le montage complet est formé par la réunion des figures 20 et 27.

12,2 - Réglages.

Le processus de réglage est le suivant :

. Pour régler le zéro de chaque amplificateur opérationnel, le montage est le suivant

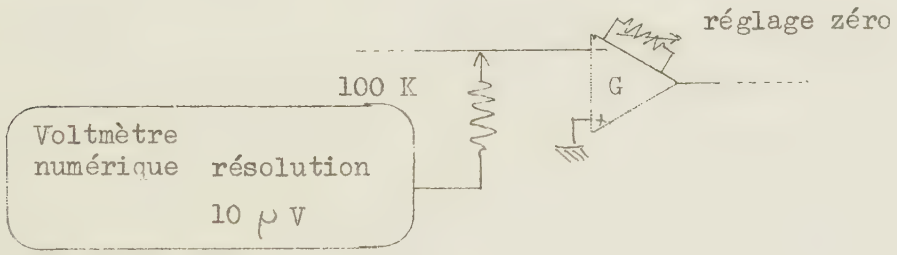


Figure 30

Les entrées du multiplieur étant de préférence reliées à un potentiel nul, on ajuste la résistance de réglage afin d'annuler la tension qui existe sur l'entrée (Tension d'offset). Ce réglage fait, aucune tension supérieure à vingt millivolts efficaces ne doit apparaître à la sortie quand on injecte sur l'entrée U une tension quelconque, l'entrée V étant à zéro.

. injecter une tension sinusoïdale de fréquenee 1KHz et d'amplitude 20 volts crête à crête sur l'entrée V l'entrée U étant à la masse. Régler P_1 (figure 20) pour annuler au mieux (20 mV) la tension de sortie.

Le multiplieur est alors utilisable. Il reste maintenant à annuler le coefficient de température et à ajuster le coefficient de multiplication.

. Pour annuler le coefficient de température, injecter aux bornes U et V une même tension continue, à une température ambiante de 30° et tracer la courbe $V_S = f_{30°}(R_3)$, puis à 50° la même courbe $V_S = f_{50°}(R_3)$. Le point commun à ces deux courbes donne la valeur de R_3 .

. Ce réglage fait, on ajuste P_2 pour obtenir le gain désiré en retouchant P_1 comme il a déjà été expliqué.

12,3 - Réalisation pratique.

Le multiplieur a été construit sur une plaquette pour circuit imprimé de 75 x 90 mm qu'il est possible de réduire à 75 x 70 mm* . La photo 31 représente le circuit grandeur nature. On distingue

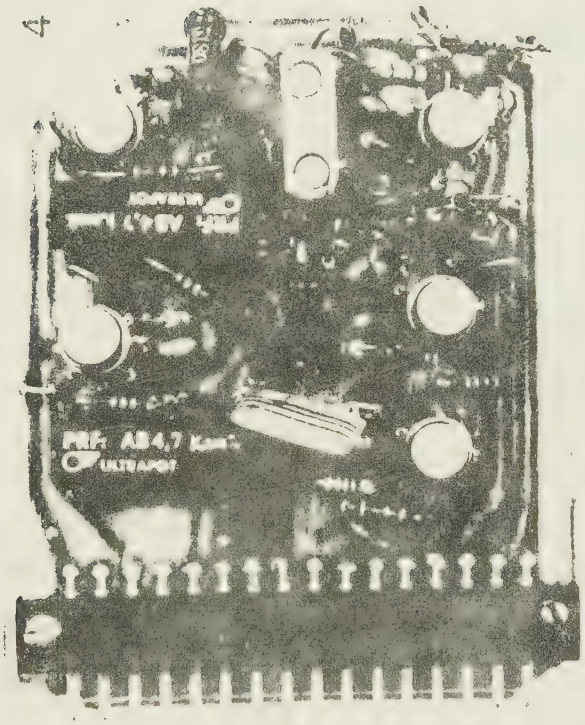
- les cinq amplificateurs opérationnels intégrés 809CE.
- les deux potentiomètres de réglage (Ultrapot).
- les deux transistors à effet de champ double reliés par le shunt thermique. Le prix de revient des composants de l'ensemble est de l'ordre de 350 F. en 1968. Ce prix diminue avec la baisse des prix des composants.

12,4 - Réalisation possible.

L'ensemble du montage pourrait être réalisé entièrement en circuit intégré hybride ou monolithique. Dans le second cas l'ensemble tiendrait entièrement dans un boîtier TO5 de transistor et le prix ne dépendrait que du nombre d'éléments produits.

---

* Pour des raisons de manipulation (prise de test, échange de composants, adaptations, modifications) nous avons préféré utiliser un montage expérimentale de dimensions plus grandes.



Circuit du Multiplieur (échelle 1/1)

PHOTO 31

BIBLIOGRAPHIE.

(1) G.A. KORN et T.M. KORN - Electronic Analog. Computers, p.268-280. Edit. Mc GRAW HILL New York 1956.

(2) R. GUILLIEN - Electronique, Tome IV, p.158-163, Presses Universitaires de France, 1961.

(3) Contribution à l'étude d'un multiplicateur à effet HALL et de ses applications. Thèse doctorat es Sciences
Toulouse DANG-PHOC-LY, Octobre 1966.

(4) A. HELER - Wattmètre à effet HALL. Etude de l'erreur systématique. Electronique, décembre 1967 N°75 Page 429.
Cet article comporte une très importante Bibliographie sur ce type de Wattmètre.

(5) J.P. BOEGNER - Calcul analogique et multiplieur à magnéto résistances. Electronique, N° 76, Page 3, Janvier 1968.

(6) Benjamin SHORE - Pocket-size analog computer divider and multiplier. Electronics, 25 décembre 1967, page 66.

(7) E.H. BORKAN - Electronics, Volume 37, Avril 1964, N° 14, p.53.

(8) H. BORKAN - Depositing active and passive thin film elements on one chip dans Microelectronic circuits and application de John M.CARROL, Mc GRAW HILL, page 146.

(9) Leonce J. SEVIN J.R. - Field effect transistors - Texas instruments Electronics Series.
Mc GRAW HILL Book Company 1965.

(10) W. GOSLING - Applications des transistors à effet de champ, pages 123-143. traduit par H. ABERDAM. , Dunod, Paris, 1966.

(11) GOSLING (W.) - Voltage controlled attenuaters using FET .
IEEE Trans, Audi, USA - 1965.
Tome 13, n°5 p.112-120.
Ref. CNRS 27-4-17226.

(12) HUTCHEON (I.C.) - An electronic multiplier divider bared on the F.E.T.
Instrum. Engr G.B. 1965 tome 4 N°4 page 65-68.
Ref. CNRS 27-4-6972.

(13) LANCIA (R) MAX (J.) MONGE (J.) - Attenuateur basse fréquence à effet de champ.
Mesures, Régulation, automatisme, Avril 1967, Volume 32,page 89-93.

(14) Application des semi conducteurs : Les transistors MOS ,n° 27, page 15.
Publication de la Radiotechnique Coprim RTC 1967.

(15) SEVIN (Léonce J., Jr) - Field - Effect Transistors.
Texas Instruments Electronics Series, 1965, page 80-86.
Mc GRAW HILL Book Company.

(16) Brevet Français d'Invention, N° Provisoire 149694 du 26 Avril 1968,
déposé par le Centre National de la Recherche Scientifique.
Invention de Yves GENET.

(17) Applications manual for computing Amplifiers...
Philbrick researchs inc. 1966.

(18) GRUNBERG (J.) , SOLD (U.) et GALIL(U.) - A Fast, solid state, pulse amplitude divider and multiplier. Volume 34, N°3, juin 1965,p.311-319.
Nuclear Instruments and Methods, éditée par North-Holland Publishing Co, Amsterdam.

(19) GRANCOIN - Les générateurs à effet Hall de précision.
"Electronique Industrielle" n°112 et 113 - Avril-Mai 1968.

(20) STERU (M.) - Mesures des puissances électriques par l'effet Hall.
Conférence SFE publiée dans R.G.E. n°4, p.665, Avril 1967.

(21) GRANCOIN - Nouveaux composants de précision à effet Hall
"Electronique Industrielle" n° 118 Novembre 1968.

(22) Selecteur Planar circuits intégrés 1968 édité par SGS-FAIRCHILD,
type µA726 page 16.

(23) L'Onde électrique n° 474 - Septembre 1966, édition Chiron, Paris.
Particulièrement les articles suivants :
GUYOT- Fiabilité des composants utilisés dans les appareils de mesure d'usage courant au CEA.
LEUCHTMANN- Quelques considérations sur la fiabilité de réémetteur de télévision.

(24) Bulletin technique n°5, page 26, juillet 1966.
édité par "Technique et Produits", France.

(25) A Comprehensive Catalog and guide to operational Amplifiers, janvier 1968,
pages 12-13.
édité par "Analog Devices" USA.

+ 0,1000	0,5018	0,4738	0,4464	0,4192	0,3922	0,3648	0,3372	0,3088
− 0,1000	0,5018	0,4736	0,4462	0,4190	0,3920	0,3648	0,3372	0,3086
+ 0,2001	1,0064	0,9500	0,8948	0,8396	0,7852	0,7296	0,6746	0,6174
− 0,2001	1,0058	0,9495	0,8940	0,8386	0,7842	0,7288	0,6734	0,6160
+ 0,3000	1,5100	1,4260	1,3430	1,2592	1,1756	1,0946	1,0108	0,9282
− 0,3000	1,5084	1,4238	1,3404	1,2578	1,1730	1,0920	1,0080	0,9248
+ 0,3998	2,0112	1,8984	1,7890	1,6778	1,5704	1,4586	1,3504	1,2346
− 0,3998	2,0080	1,8946	1,7846	1,6732	1,5656	1,4540	1,3448	1,2284

Tableau V Courbe a $t = 30°$ $Id_{mA} = f(Vg)$ $Vd = c^{te}$

Vd \ Vg	− 1,6	− 1,8	− 2	− 2,2	− 2,4	− 2,6	− 2,8	− 3
+ 0,1000	0,2798	0,2488	0,2168	0,1822	0,1460	0,1062	0,0672	0,0346
− 0,1000	0,2796	0,2488	0,2166	0,1818	0,1456	0,1058	0,0666	0,0344
+ 0,2001	0,5600	0,4994	0,4362	0,3674	0,2962	0,2186	0,1444	0,0786
− 0,2001	0,5590	0,4976	0,4346	0,3654	0,2942	0,2162	0,1422	0,0776
+ 0,3000	0,8392	0,7542	0,6544	0,5572	0,4484	0,3422	0,2312	0,1386
− 0,3000	0,8356	0,7472	0,6504	0,5530	0,4434	0,3370	0,2264	0,1352
+ 0,3998	1,1228	0,9998	0,8804	0,7452	0,6142	0,4684	0,3366	0,2080
− 0,3998	1,1164	0,9928	0,8736	0,7370	0,6054	0,4598	0,3284	0,2016

Vd \ Vg								
+ 0,0998	0,4748	0,4467	0,4209	0,3962	0,3709	0,3459	0,3190	0,2925
− 0,0998	0,4743	0,4466	0,4204	0,3956	0,3706	0,3454	0,3183	0,2920
+ 0,1997	0,9492	0,8962	0,8468	0,7976	0,7450	0,6928	0,6402	0,5894
− 0,1997	0,9482	0,8950	0,8440	0,7960	0,7438	0,6912	0,6386	0,5884
+ 0,2999	1,4248	1,3462	1,2710	1,1946	1,1204	1,0434	0,9688	0,8830
− 0,2999	1,4226	1,3438	1,2676	1,1920	1,1172	1,0406	0,9612	0,8796
+ 0,4	1,9090	1,8022	1,6958	1,5940	1,4890	1,3878	1,2830	1,1864
− 0,3998	1,9054	1,7974	1,6912	1,5886	1,4840	1,3826	1,2770	1,1802

Tableau VI Courbe b $t = 40°$ $I_{d_{mA}} = f(V_g)$ $V_d = cte$

Vd \ Vg	− 1,6	− 1,8	− 2	− 2,2	− 2,4	− 2,6	− 2,8	− 3
+ 0,0998	0,2654	0,2378	0,2083	0,1775	0,1433	0,1075	0,0701	0,0383
− 0,0998	0,2650	0,2373	0,2078	0,1770	0,1428	0,1069	0,0696	0,0380
+ 0,1997	0,5354	0,4796	0,4194	0,3580	0,2908	0,2216	0,1438	0,0868
− 0,1997	0,5398	0,4778	0,4176	0,3560	0,2884	0,2192	0,1468	0,0854
+ 0,2999	0,8046	0,7196	0,6336	0,5400	0,4450	0,3398	0,2410	0,1460
− 0,2999	0,8008	0,7158	0,6296	0,5356	0,4404	0,3348	0,2364	0,1424
+ 0,4	1,0746	0,9662	0,8454	0,7290	0,5974	0,4724	0,3370	0,2196
− 0,3998	1,0680	0,9590	0,8386	0,7212	0,5892	0,4642	0,3290	0,2132

Vd \								
+0,0998	0,4494	0,4252	0,4014	0,3764	0,3530	0,3294	0,3056	0,2804
−0,0998	0,4488	0,4246	0,4010	0,3758	0,3524	0,3290	0,3050	0,2796
+0,2000	0,9012	0,8512	0,8036	0,7570	0,7078	0,6598	0,6110	0,5640
−0,2000	0,9002	0,8500	0,8014	0,7554	0,7068	0,6582	0,6092	0,5624
+0,2998	1,3510	1,2756	1,2060	1,1344	1,0624	0,9894	0,9190	0,8454
−0,2998	1,3492	1,2746	1,2030	1,1320	1,0608	0,9866	0,9160	0,8422
+0,3998	1,8040	1,7048	1,6094	1,5138.	1,4150	1,3224	1,2260	1,1304
−0,3998	1,7992	1,7034	1,6054	1,5090	1,4106	1,3178	1,2212	1,1244

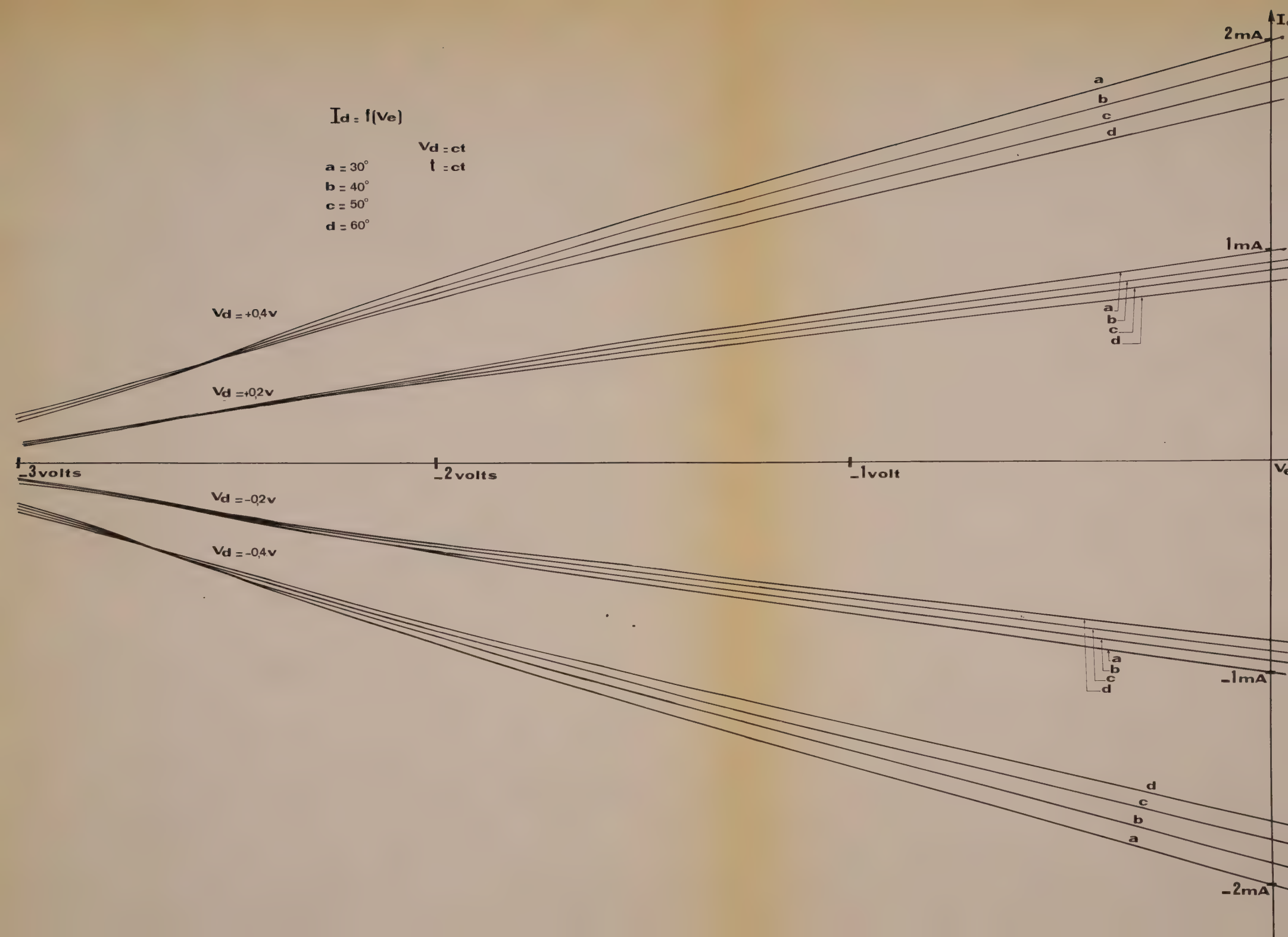
Tableau VII Courbe c $t = 50°$ $Id_{mA} = f(Vg)$ Vd = cte

Vd \ Vg	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,6	2,8	3,0
+0,0998	0,2554	0,2292	0,2082	0,1730	0,1422	0,1086	0,0740	0,0418
−0,0998	0,2548	0,2288	0,2018	0,1724	0,1416	0,1080	0,0674	0,0416
+0,2000	0,5118	0,4604	0,4060	0,3492	0,2864	0,2228	0,1544	0,0926
−0,2000	0,5104	0,4592	0,4046	0,3472	0,2844	0,2206	0,1522	0,0912
+0,2998	0,7698	0,6918	0,6110	0,5244	0,4372	0,3398	0,2466	0,1542
−0,2998	0,7660	0,6882	0,6078	0,5204	0,4328	0,3352	0,2424	0,1510
+0,3998	1,0260	0,9262	0,8170	0,7096	0,5870	0,4702	0,3432	0,2294
−0,3998	1,0202	0,9212	0,8110	0,7014	0,5792	0,4626	0,3358	0,2233

Vd \ Vg								
+ 0,0999	0,4266	0,4032	0,3818	0,3594	0,3360	0,3136	0,2912	0,2690
- 0,0999	0,4264	0,4034	0,3814	0,3588	0,3358	0,3136	0,2916	0,2684
+ 0,1996	0,8546	0,8084	0,7684	0,7162	0,6724	0,6282	0,5834	0,5362
- 0,1996	0,8532	0,8074	0,7624	0,7146	0,6708	0,6272	0,5826	0,5346
+ 0,3000	1,2840	1,2140	1,1476	1,0802	1,0100	0,9430	0,8770	0,8104
- 0,3000	1,2816	1,2126	1,1448	1,0774	1,0080	0,9410	0,8736	0,8066
+ 0,3998	1,7116	1,6174	1,5302	1,4388	1,3470	1,2596	1,1704	1,0756
- 0,3998	1,7080	1,6140	1,5252	1,4338	1,3436	1,2556	1,1662	1,0718

Tableau VIII Courbe d $t = 60°$ $I_{d_{mA}} = f(V_g)$ Vd = cte

Vd \ Vg	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,6	2,8	3,0
+ 0,0999	0,2448	0,2208	0,1954	0,1690	0,1400	0,1096	0,0768	0,0462
- 0,0999	0,2446	0,2204	0,1950	0,1686	0,1396	0,1090	0,0764	0,0460
+ 0,1996	0,4900	0,4412	0,3922	0,3380	0,2820	0,2210	0,1578	0,0988
- 0,1996	0,4884	0,4400	0,3906	0,3362	0,2804	0,2190	0,1596	0,0974
+ 0,3000	0,7362	0,6660	0,5896	0,5122	0,4264	0,3418	0,2484	0,1658
- 0,3000	0,7328	0,6632	0,5886	0,5084	0,4222	0,3376	0,2442	0,1624
+ 0,3998	0,9874	0,8874	0,7914	0,6838	0,5794	0,4618	0,3518	0,2376
- 0,3998	0,9824	0,8812	0,7854	0,6770	0,5724	0,4546	0,3446	0,2316


Id = f(Ve)
Vd = ct
t = ct
a = 30°
b = 40°
c = 50°
d = 60°
2mA
1mA
-1mA
-2mA
Vd = +0,4v
Vd = +0,2v
Vd = -0,2v
Vd = -0,4v
-3volts
-2volts
-1volt
a
b
c
d

DEUXIEME SUJET

PROPOSITION DONNEE PAR LA FACULTE

"ETUDE COMPAREE DES CIRCUITS LOGIQUES A FLUIDES ET ELECTRONIQUES"

VU APPROUVE ET PERMIS D'IMPRIMER
NANCY le 29. 11. 68.
LE DOYEN.

J. AUBRY.